

methods and data formats described in the above-referenced patents. A plurality of antennas 112 provides reverse link signal 114 to analog transmitter receiver 116. Analog transmitter receiver 116 down-converts the signal to baseband and samples the waveform at eight times the PN chip rate.

- 5 Analog transmitter receiver 116 provides the digital samples to channel element modem 110 through base station RX backplane signal 118. When assigned to active call, demodulator front end 122 and integrated search processor 128 isolate a signal from a particular call from the plurality of call signals contained in reverse link signal by use of the PN sequences as described in the above referenced patents.

Channel element modem 110 of Figure 4 includes a single, integrated search processor 128 for identifying multipath signals within the received signal. Channel element modem 110 contains a single time shared Fast Hadamard Transform (FHT) processor engine 120 to service both integrated  
15 search processor 128 and demodulator front end 122. FHT processor engine 120 matches the input data to each of the possible Walsh symbols. In this exemplary embodiment there are 64 possible Walsh symbols. FHT processor engine 120 outputs an energy level corresponding to each of the 64 possible Walsh symbols where higher energy levels indicate higher  
20 probability that the corresponding Walsh symbol was the actual transmitted symbol. Max detect 160 determines the largest of the sixty-four outputs for each input to FHT processor engine 120. This maximum energy and the index of the Walsh symbol is then passed to integrated search processor 128 and pipelined demodulator processor 126. Pipelined demodulator  
25 processor 126 contains functionality contained in the prior art non-integrated demodulation elements which is not implemented in demodulator front end 122 that can be shared in the same time sliced manner as FHT processor engine 120. Pipelined demodulator processor 126 also time aligns and combines symbol data received at different offsets into a single demodulated  
30 "soft decision" symbol stream which is weighted for best performance of deinterleaver - forward error correction decoder 130. In addition, pipeline demodulator processor 126 calculates the power level of the signal being received. From the received power level a power control indication is created to command the mobile unit to raise or lower the mobile unit's transmit  
35 power. The power control indication is passed through modulator 140 which adds the indication to the base station transmitted signal for reception by the mobile unit. This power control loop operates under the method described in U.S. Patent 5,056,109 referenced above.

The soft decision symbol stream is output to deinterleaver - forward error correction decoder 130 where it is deinterleaved and decoded. Channel element microprocessor 136 supervises the entire demodulation procedure and obtains the recovered call signal from the deinterleaver - forward error  
5 correction decoder via microprocessor bus interface 134. The call signal is then routed through digital backhaul link 121 to MTSO 102 which connects the call through PSTN 108.

The forward link data path proceeds much as the inverse of the functions just presented for the reverse link. The signal is provided from  
10 PSTN 108 through MTSO 102 and to digital backhaul 121. Digital backhaul 121 provides input to encoder - interleaver 138 through channel element microprocessor 136. After encoding and interleaving the data, encoder - interleaver 138 passes the data to modulator 140 where it is modulated as disclosed in the above mentioned patents. The output of the modulator is  
15 passed to transmit summer 142 where it is added to the outputs of other channel element modems prior to being up-converted from baseband and amplified in analog transmitter receiver 116. A summing method is presented in a co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/316,156 entitled "SERIAL LINKED INTERCONNECT FOR THE SUMMATION OF  
20 MULTIPLE DIGITAL WAVEFORMS," filed September 30, 1994, and assigned to the assignee of the present application. As presented in the above referenced application, the transmit summer corresponding to each element 110 can be cascaded in a daisy-chain fashion eventually resulting in a final sum that is provided to the analog transceiver for broadcasting.

Figure 5 shows the elements comprising integrated search processor 128. The heart of the searching process is time sliced FHT processor engine 120, which, as mentioned above, is shared between integrated search processor 128 and demod front end 122 (not shown in Figure 5). Other than  
25 sharing FHT processor engine 120 and max detect 160 block, integrated search processor 128 is stand alone, self-controlled, and self-contained. In a manner described below, FHT processor engine 120 can perform Walsh symbol transforms at a rate 32 times faster than FHT processor 52 of Figure 2. This rapid transform capability empowers the time sliced performance of channel element modem 110.

35 In the preferred embodiment FHT processor engine 120 is constructed using a six stage butterfly network. Such butterfly networks architectures are well known in the art. They provide an efficient mechanism to perform an FHT both in terms of minimizing the number of gates and operations and in

terms of the number of and speed of clock cycles need to complete the transform.

A butterfly network can be used to create an inverse transform noting the symmetry which is used to create the Walsh symbols. A Walsh function of order n can be defined recursively as follows:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{vmatrix}$$

where W' denotes the logical complement of W, and  $W(1) = |0|$

In the preferred embodiment a Walsh sequence is generated where  $n = 6$ , therefore a 6-stage butterfly trellis is used to correlate the 64 input sample with each of the 64 possible Walsh functions. The butterfly trellis is a series of 6 parallel adders.

To reap the benefits of FHT processor engine 120 with thirty-two times the throughput of its real-time-slaved counterpart, FHT processor engine 120 must be provided with high rate input data to process. Antenna sample buffer 172 has been specifically tailored to meet this need. Antenna sample buffer 172 is written to and read from in a circular manner

The searching process is grouped in sets of single offset searches. The highest level of grouping is the antenna search set. Each antenna search set is made up of a plurality of search windows. Typically each search window in the antenna search set is an identically performed search group where each search window in the antenna search receives data from a different antenna. Each search window is made up of a series of search rakes. A search rake is a set of sequential search offsets that is performed in a time equivalent to the duration of a Walsh symbol. Each search rake is comprised of a set of rake elements. Each rake element represents a single search at a given offset.

At the beginning of the searching process, channel element microprocessor 136 sends parameters specifying a search window which may be part of an antenna search set. The width of the search window may be designated in PN chips. The number of search rakes needed to complete the search window varies depending on the number of PN chips specified in the search window. The number of rake elements per search rake can be specified by channel element microprocessor 136 or could be fixed to some constant.

Referring again to Figure 1 showing an exemplary set of signals arriving at the base station from a single mobile unit, the relationship of the search window, search rake, and rake element becomes more clear. The vertical axis in Figure 1 represents the power received in decibels (dB). The

horizontal axis represents the delay in the arrival time of a signal due to multipath delays. The axis (not shown) going into the page represents a segment of time. Each signal spike in the common plane of the page has arrived at the same time but has been transmitted by the mobile station at a different time.

The horizontal axis can be thought of as having units of PN chip offset. At any given time, the base station perceives a variety of signals from a single mobile unit, each of which has traveled a different path and may have a different delay than the others. The mobile unit's signal is modulated by a PN sequence. A copy of the PN sequence is also generated at the base station. At the base station, if each multipath signal were individually demodulated, a PN sequence code aligned to each signal's timing would be needed. Each of these aligned PN sequences would be delayed from the zero offset reference at the base station due to the delay. The number of PN chips that the aligned PN sequence is delayed from the zero offset base station reference could be mapped to the horizontal axis.

In Figure 1, time segment 10 represents a search window set of PN chip offsets to be processed. Time segment 10 is divided into five different search rakes such as search rake time segment 9. Each search rake is in turn made up of a number of rake elements which represent the actual offsets to be searched. For example, in Figure 1, each search rake is made up of 8 different rake elements such as the rake element indicated by arrow 8.

To process a single rake element as indicated by arrow 8, a set of samples over time at that offset are needed. For example, to process the rake element indicated by arrow 8, the despreading process needs the set of sample at the offset indicated by arrow 8 going back into the page over time. The despreading process also needs a corresponding PN sequence. The PN sequence can be determined by noting the time the samples arrived and the offset desired to be processed. The desired offset can be combined with the arrival time to determine the corresponding PN sequence to be correlated with the received samples.

As the rake element is despread the receive antenna samples and the PN sequence are run through a series of values over time. Note that the received antenna samples are the same for all offsets shown in Figure 1 and spikes 2-7 are showing exemplary multipath peaks which arrive simultaneously and are only discriminated by the despreading process.

In the preferred embodiment described below, each rake element is offset in time from the preceding rake element by one half PN chip in time. This means that if the rake element corresponding to arrow 8 was correlated



beginning from the sliced plane shown and moving forward in time (into the page as shown) then the rake element to the left of the one corresponding to arrow 8 would use samples starting one half chip in time back from the sliced plane shown. This progression in time allows each rake element in a  
5 common search rake to be correlated to the same PN sequence.

Each mobile unit receives the base station's transmitted signal delayed by some amount due to the path delay through the terrestrial environment. The same short and long code generation is also being performed in the mobile unit. The mobile unit generates a time reference based on the time  
10 reference it perceives from the base station. The mobile unit uses the time reference signal as an input to its long and short code generators. The information signal received at the base station from the mobile unit is therefore delayed by the round trip delay of the signal path between the base station and the mobile unit. Therefore if the timing of PN generator 202, 204,  
15 and 206 used in the searching process is slaved to the zero offset timing reference at the base station, the output of the generators will always be available before the corresponding signal is received from the mobile unit.

In an OQPSK signal, the I channel data and the Q channel data are offset from each other by one half chip in time. Therefore OQPSK  
20 despreading used in the preferred embodiment requires data sampled at twice the chip rate. The searching process also operates optimally with data sampled at half the chip rate. Each rake element within a search rake is offset by one half chip from the previous rake element. The one half chip rake element resolution ensures that multipath peak signals are not skipped over  
25 without detection. For these reasons antenna sample buffer 172 stores data sampled at twice the PN chip rate.

One Walsh symbol worth of data is read from antenna sample buffer 172 to process a single rake element. Each successive rake element is read out of antenna sample buffer 172 half of a PN chip offset from the  
30 previous rake element. Each rake element is despread with the same PN sequence read from PN sequence buffer 176 by the despreader. Antenna sample buffer 172 is for each rake element in the search rake.

Antenna sample buffer 172 is two Walsh symbols deep and is repeatedly read from and written to throughout the searching process.  
35 Within each search rake, the rake element having the latest offset in time is processed first. The latest offset corresponds to the signal which has traveled the longest signal path from the mobile unit to the base station. The time at which the searcher starts to process a search rake is keyed to the Walsh symbol boundaries associated with the rake element having the latest offset in the

search rake. A time strobe, referred to as the offset Walsh symbol boundary, indicates the earliest time that the searching process can begin the first rake element in the search rake because all of the samples needed are available in antenna sample buffer 172.

5 The operation of antenna sample buffer 172 is most easily illustrated by noting its circular nature. Figure 6 shows an illustrative diagram of the operation of antenna sample buffer 172. In Figure 6 thick circle 400 can be thought of as antenna sample buffer 172 itself. Antenna sample buffer 172 contains memory locations for two Walsh symbols worth of data. Write pointer 406 circulates around antenna sample buffer 172 in the direction indicated in real time, meaning that write pointer 406 rotates around the two Walsh symbol deep antenna sample buffer 172 in the time that two Walsh symbols worth of samples are passed to searcher front end 174. As the samples are written into antenna sample buffer 172 according to the memory location indicated by write pointer 406, the previously stored values are overwritten. In the preferred embodiment, antenna sample buffer 172 contains 1024 antenna samples because each of the two Walsh symbols contains 64 Walsh chips, each Walsh chip contains 4 PN chips, and each PN chip is sampled twice.

20 The operation of the searching process is divided into discrete 'time slices.' In the preferred embodiment, a time slice is equal to  $1/32$  of the Walsh symbol duration. The choice of 32 time slices per Walsh symbol is derived from the available clocking frequency and number of clock cycles need to perform an FHT. 64 clock cycles are required to perform an FHT for one Walsh symbol. In the preferred embodiment, a clock running at eight times the PN chip frequency is available and provides the necessary performance level. Eight times the PN chip rate multiplied by the 64 required clocks is equivalent to the time it takes to receive two Walsh chips worth of data. Because there are 64 Walsh chips in each half of the buffer, 32 time slices are needed to read in a complete Walsh symbol.

30 In Figure 6, a set of concentric arcs on the outside of thick circle 400 represents read and write operation with antenna sample buffer 172. (The arcs within thick circle 400 are used to aid explanation and do not correspond to read or write operations.) Each arc represents a read or write operation during one time slice. The arc closest to the center of the circle occurs first in time and each successive arc represents an operation occurring in successively later time slices as indicated by time arrow 414. Each of the concentric arcs corresponds to a section of antenna sample buffer 172 as represented by thick circle 400. If one were to imagine radii drawn from the center of thick

circle 400 to the end points of each of the concentric arcs, the portion of thick circle 400 between the intersection of the radii and thick circle 400 would be representative of the memory locations accessed. For example, during the first time slice operation shown, 16 antenna samples are written to antenna sample buffer 172 represented by arc 402A.

In Figures 6, 7, and 8 the following search parameters for the illustrative search window are assumed:

Search window width = 24 PN chips

Search offset = 24 PN chips

Number of symbols to accumulate = 2

Number of rake elements per search rake = 24.

Figure 6 also assumes that antenna sample buffer 172 contains nearly a full Walsh symbol worth of valid data before the write indicated by arc 402A. During subsequent time slices, a write corresponding to arc 402B and to arc 402C occurs. During the 32 time slices available during one Walsh symbol worth of time, the write operations continue from arc 402A to arc 402FF most of which are not shown.

The 32 time slices represented by arcs 402A to 402FF correspond to the time used to complete one search rake. Using the parameters given above, the search rake begins 24 PN chips offset from zero offset reference or 'real time' and contains 24 rake elements. The 24 PN chip offset corresponds to a rotation 16.875 degrees around thick circle 400 from the beginning of the first write indicated by arc 402A (calculated by dividing the 24 PN chip offset by the 256 total number of chips in half antenna sample buffer 172 and multiplying by 180 degrees.) The 16.875 degree arc is illustrated by arc 412. The 24 rake elements correspond to reads indicated by arcs 404A - 404X most of which are not shown. The first read corresponding to arc 404A begins at the offset some time after the write corresponding to 402C so that a contiguous set of data is available. Each successive read such as 404B is offset from the previous by a single memory location, corresponding to a 1/2 PN chip of time. During the search rake shown, the reads move toward earlier time offsets as shown by arcs 404A - 404X slanting counter clockwise with progressing time in the opposite rotation direction as write pointer indication 406. The 24 read represented by arcs 404A to 404X traverse the arc indicated by arc 418. The progression of the reads toward earlier samples has the advantage of providing seamless searching within a search window as each search rake is executed. This advantage is explained in detail subsequently herein.

Each of the reads corresponding to arcs 404A to 404X passes one Walsh symbol worth of data to despreader 178. The read therefore corresponds to traversing thick circle 400 by 180 degrees. Note that in the search rake shown of Figure 6, the last write corresponding to arc 402FF, and last read  
5 corresponding to arc 404X do not include any common memory locations to ensure contiguous valid data. However, hypothetically, if the pattern of read and writes were to continue they would in fact intersect and valid data would not be provided under this condition.

In most signaling conditions, the result of a rake element worth of data  
10 collected during one Walsh symbol worth of time is not sufficient to provide accurate information about the location of diverse signals. In these cases, a search rake may be repeated multiple times. The results of rake elements in successive search rakes at a common offset are accumulated by search result processor 162 as explained in detail subsequently herein. In this case the  
15 search parameters given above indicate that the number of symbols to accumulate at each offset is two. Figure 7 shows the search rake of Figure 6 repeated at the same offset for the next successive Walsh symbol worth of data. Note that antenna sample buffer 172 contains two Walsh symbols worth of data so that the data that is needed for processing during the search rake indicated on Figure 7 was written during the search rake shown on Figure 6.  
20 In this configuration, memory locations 180 degrees away from each other represent the same PN offset.

After completing the two accumulated search rakes in Figures 6 and 7, the searching process advances to the next offset in the search window. The  
25 amount of the advance is equal to the width of the search rake processed, in this case 12 PN chips. As specified in the search parameters, the search window width is 24 PN chips. The width of the window will determine how many search rake offsets are needed to complete the search window. In this case two different offsets are needed to cover the 24 PN chip window width.  
30 The window width is indicated on Figure 8 by arc 412. The second offset for this search window begins at the offset following the last offset of the previous search rake and continues around to the nominal zero offset point as set by the location of the beginning of the first write as indicated by arc 430A. Again there are 24 rake elements within the search rake as indicated by  
35 arcs 432A-432X most of which are not shown. Again the 32 writes are indicated by the arcs 430A - 430FF. Thus the last write, as indicated by arc 430FF, and the last read, as indicated by arc 432X, about one another in antenna sample buffer 172 as indicated by reference arrow 434.

The search rake shown in Figure 8 is repeated on the opposite side of antenna sample buffer 172 much as the search rake in Figure 6 is repeated in Figure 7 because the search parameters designate that each symbol is accumulated twice. At the completion of the second accumulation of the second search rake, integrated search processor 128 is available to begin another search window. The subsequent search window could have a new offset or it could specify a new antenna or both.

In Figure 8, the location of the boundary between the read half and the write half of the buffer is marked with label 436. In Figure 6, the boundary is marked with label 410. The signal which indicates the point in time corresponding to label 436 is referred to as the offset Walsh symbol strobe and also indicates that a new Walsh symbol worth of samples is available. As the search rakes within a window advance to earlier offsets, the boundary between the read and write halves of the buffer slews in lock step counterclockwise as shown in Figure 8. If after the completion of the present search window, if a large change in the offset being processed is desired, the offset Walsh symbol strobe may be advanced a large portion of the circumference of the circle.

Figure 9 is a search timeline that provides further graphical illustration of the searcher processing. Time is plotted along the horizontal axis in units of Walsh symbols. Antenna sample buffer 172 address, and PN sequence buffer 176 addresses are shown along the vertical axis, also in units of Walsh symbols. Because antenna sample buffer 172 is two Walsh symbols deep, antenna sample buffer 172 addressing wraps on even Walsh symbol boundaries, but for illustrative purposes, Figure 9 shows the addresses before being folded on top of one another. Samples are written into antenna sample buffer 172 at an address taken directly from the time they were obtained, so write pointer 181 into antenna sample buffer 172 is a straight forty-five degree inclined line. The offset being processed maps into a base address in antenna sample buffer address 174 to start a read of a Walsh symbol of samples for a single rake element. The rake elements are illustrated in Figure 9 as nearly vertical read pointer line segments 192. Each rake element maps to a Walsh symbol in height as referred to the vertical axis.

The vertical gaps between the rake elements within a search rake are caused by demod front end 122 interrupting the search process to use FHT processor engine 120. Demod front end 122 operates in real time and has first priority use of FHT processor engine 120 whenever it has a current or queued set of data for processing. Therefore typically use of FHT processor engine 120 is given to demod front end 120 on each Walsh symbol boundary

corresponding to a PN offset that is being demodulated by demod front end 122.

Figure 9 shows the same search rakes shown in Figures 6, 7, and 8. For example, search rake 194 has its 24 rake elements each of which corresponds to one to the read arcs 404A - 404X on Figure 6. On Figure 9 for search rake 194, pointer 410 indicates the offset Walsh symbol strobe corresponds to the like pointer on Figure 6. To read the current samples, each rake element must be beneath write pointer 181. The downward slope of the rake elements with a search rake indicates the steps towards earlier samples. Search rake 195 corresponds to the search rake shown in Figure 7 and search rake 196 corresponds to the search rake shown in Figure 8.

In the search window defined by the parameters above, only 24 rake elements per search rake are specified even though the search rake has 32 available time slices. Each rake element can be processed in one time slice. However, it is not practically possible to increase the number of rake elements per search rake to 32 to match the number of time slices available during a search rake. Demod front end 122 uses some of the available time slices of the FHT processor time such as the four slices used for processing the signals in inset 178 in Figure 9. There is also a time delay associated with a rake advance as the read process must wait for the write process to fill the buffer with valid data at the advanced offset. Also some margin is needed to synchronize to a time slice processing boundary after observing the offset Walsh symbol strobe. All these factors practically limit the number of rake elements which can be processed in a single search rake. In some cases the number of rake elements per search rake could be increased such as if demod front end 122 has only one demodulation element assigned and only interrupts FHT processor engine 120 once per search rake. Therefore in the preferred embodiment, the number of rake elements per search rake is controllable by channel element microprocessor 136. In alternative embodiments, the number of rake elements per search rake could be a fixed constant.

There also can be significant overhead delay when switching between source antennas at the input to the sample buffer or changing the search window starting point or width between searches. If one rake needs a particular set of samples and the next rake for a different antenna needs to use an overlapping part of the buffer, the next rake must postpone processing until the next offset Walsh symbol boundary occurs, at which point a complete Walsh symbol of samples for the new antenna source are available. In Figure 9, search rake 198 is processing data from a different antenna than search rake 197. Horizontal line 188 indicates the memory location

corresponding to the new antenna input samples. Note that search rake 197 and 198 do not use any common memory locations.

For every time slice, two Walsh chips of samples must be written to the sample buffer and one full Walsh symbol of samples may be read from the sample buffer. In the preferred embodiment, there are 64 clock cycles during  
5 each time slice. A full Walsh chip of samples is comprised of four sets of samples: ontime I channel samples, late I channel samples, ontime Q channel samples and late Q channel samples. In the preferred embodiment, each sample is four bits. Therefore sixty four bits per clock are needed from  
10 antenna sample buffer 172. Using a single port RAM, the most straightforward buffer design doubles the word width to 128 bits, and splits the buffer into two 64 bit wide, 64 word, independently read/writeable even and odd Walsh chip buffers 168, 170. The much less frequent writes to the buffer are then multiplexed in between reads, which toggle between the two banks  
15 on successive clock cycles.

The Walsh chip of samples read from the even and odd Walsh chip buffers 168, 170 has an arbitrary alignment to the physical RAM word alignment. Therefore on the first read of a time slice, both halves are read into despreader 178 to form a two Walsh chip wide window from which the  
20 single Walsh chip with the current offset alignment is obtained. For even Walsh chip search offsets, the even and odd Walsh chip buffer address for the first read are the same. For odd Walsh chip offsets, the even address for the first read is advanced by one from the odd address to provide a consecutive Walsh chip starting from the odd half of the sample buffer. The additional  
25 Walsh chips needed by despreader 178 can be passed thereto by a read from a single Walsh chip buffer. Successive reads then ensure that there is always a refreshed two Walsh chip wide window from which to draw a Walsh chip of data aligned to the current offset being processed.

Referring again to Figure 5, for each rake element in a search rake  
30 processed, the same Walsh symbol of PN sequence data from the PN sequence buffer 176 is used in the despreading process. For every clock cycle of a time slice, four pairs of PN-I' and PN-Q' are needed. Using a single port RAM, the word width is doubled and read from half as often. The single write to PN sequence buffer 176 needed per time slice is then performed on a cycle not  
35 used for reading.

Because the searching process can specify searching PN offsets of up to two Walsh symbols delayed from the current time, four Walsh symbols worth of PN sequence data must be stored. In the preferred embodiment PN sequence buffer 176 is a one hundred and twenty eight word by sixteen bit

RAM. Four Walsh symbols are required because the starting offset can vary by 2 Walsh symbols and once the starting offset is chosen, one Walsh symbol worth of PN sequence is need for correlation meaning three Walsh symbols worth of data is need for the despreading process. Because the same PN sequence is repeatedly used, the data in PN sequence buffer 176 cannot be overwritten during the despreading process corresponding to a single search rake. Therefore an additional Walsh symbol worth of memory is needed to store the PN sequence data as it is generated.

The data that is written into both PN sequence buffer 176 and antenna sample buffer 172 is provided by searcher front end 174. A block diagram of searcher front end 174 is shown in Figure 10. Searcher front end 174 includes short code I and Q PN generators 202, 206 and the long code User PN generator 204. The values output by short code I and Q PN generators 202, 206 and the long code User PN generator 204 are determined by the time of day. Each base station has a universal timing standard such as GPS timing to create a timing signal. Each base station also transmits its timing signal over the air to the mobile units. At the base station, the timing reference is said to have zero offset because it is aligned to the universal reference.

The output of long code User PN generator 204 is logically XOR'd with the output of short code I and Q PN generators 202, 206 by XOR gates 208 and 210 respectively. (This same process is also performed in the mobile unit and the output is used to modulate the mobile unit's transmitted signal.) The output of XOR gates 208 and 210 is stored in serial to parallel shift register 212. Serial to parallel shift register 212 buffers the sequences up to the width of PN sequence buffer 176. The output of serial to parallel shift register 212 is then written into PN sequence buffer 176 at an address taken from the zero offset reference time. In this way, searcher front end 174 provides the PN sequence data to PN sequence buffer 176.

Searcher front end 174 also provides antenna samples to antenna sample buffer 172. Receive samples 118 are selected from one of a plurality of antennas via a MUX 216. The selected receive samples from MUX 216 are passed to latch 218 where they are decimated, meaning one quarter of the samples are selected for use in the searching process. Receive samples 118 have been sampled at eight times the PN chip rate by analog transmitter receiver 116 (of Figure 4). Processing within the searching algorithm is designed for samples taken at one half the chip rate. Therefore only one quarter of the received samples need be passed to antenna sample buffer 172.

The output of the latch 218 is fed to serial to parallel shift register 214, which buffers the samples up to the width of antenna sample buffer 172. The



samples are then written into even and odd Walsh chip buffers 168, 170 at addresses also taken from the zero offset reference time. In this way, despreader 178 can align the antenna sample data with a known offset with respect to the PN sequence.

- 5 Referring again to Figure 5, for each clock cycle in a time slice, despreader 178 takes a Walsh chip of antenna samples from antenna sample buffer 172 and a corresponding set of PN sequence values from PN sequence buffer 176 and outputs an I and Q channel Walsh chip to the FHT processor engine 120 through MUX 124.
- 10 Figure 11 shows a detailed block diagram of despreader 178. Even Walsh chip latch 220 and odd Walsh chip latch 222 latch the data from even Walsh chip buffer 168 and odd Walsh chip buffer 170 respectively. MUX bank 224 extracts the Walsh chip of samples to be used from the two Walsh chips worth of samples presented to by even and odd Walsh chip latches 220 and 222. MUX select logic 226 defines the boundary of the selected
- 15 Walsh chip based on the offset of the rake element being processed. A Walsh chip is output to OQPSK despreader XOR bank 228.

- The PN sequence values from PN sequence buffer 176 are latched by PN sequence latch 234. Barrel shifter 232 rotates the output of PN sequence latch 234 based on the offset of the rake element being processed and passes
- 20 the PN sequence to OQPSK despreader XOR bank 228 which conditionally inverts the antenna samples based on the PN sequence. The XOR'd values are then summed through adder tree 230 which performs the sum operation in the OQPSK despread, and then sums four despread chip outputs together to
- 25 form a Walsh chip for input to FHT processor engine 120.

- Referring again to Figure 5, FHT processor engine 120 takes sixty-four received Walsh chips from despreader 178 through MUX 124, and using a 6-stage butterfly trellis, correlates these sixty-four input samples with each of the sixty-four Walsh functions in a sixty-four clock cycle time slice. Max
- 30 detect 160 can be used to find the largest of the correlation energies output from FHT processor engine 120. The output of MAX detect 160 is passed on to search result processor 162 which is part of integrated search processor 128.

- Search result processor 162 is detailed in Figure 12. Search result processor 162 also operates in a time sliced manner. The control signals
- 35 provided to it are pipeline delayed to match the two time slice delay from the start of inputting Walsh chips to FHT processor engine 120 to obtaining the maximum energy output. As explained above, a set of search window parameters may designate that a number of Walsh symbols worth of data be accumulated before the results of the chosen offset are processed. In the

parameters used with the example of Figures 6, 7, 8, and 9, the number of symbols to accumulate is 2. Search result processor 162 performs the summing function along with other functions.

As search result processor 162 performs the sums over consecutive Walsh symbols, it must store a cumulative sum for each rake element in the search rake. These cumulative sums are stored in Walsh symbol accumulation RAM 240. The results of each search rake are input to summer 242 from max detect 160 for each rake element. Summer 242 sums the present result with the corresponding intermediate value available from Walsh symbol accumulation RAM 240. On the final Walsh symbol accumulation for each rake element, the intermediate result is read from Walsh symbol accumulation RAM 240 and summed by summer 242 with the final energy from that rake element to produce a final search result for that rake element offset. The search results are then compared with the best results found in the search up to this point as explained below.

In the above mentioned co-pending U.S. Patent Application Serial No. 08/144,902 entitled "DEMODULATION ELEMENT ASSIGNMENT IN A SYSTEM CAPABLE OF RECEIVING MULTIPLE SIGNALS," the preferred embodiment assigns the demodulation elements based on the best results from a search. In the present preferred embodiment, the eight best results are stored in best result register 250. (A lesser or greater number of results could be stored in other embodiments.) Intermediate result register 164 stores the peak values and their corresponding rank order. If the current search result energy exceeds at least one of the energy values in intermediate result register 164, search result processor control logic 254 discards the eighth best result in intermediate result register 164, and inserts the new result, along with its appropriate rank, the PN offset, and antenna corresponding to the rake element result. All lesser ranked results are "demoted" one ranking. There are a great number of methods well known in the art for providing such a sorting function. Any one of them could be used within the scope of this invention.

Search result processor 162 has a local peak filter basically comprised of comparator 244 and previous energy latch 246. The local peak filter, if enabled, prevents intermediate result register 164 from being updated even though a search result energy would otherwise qualify for inclusion, unless the search result represents a local multipath peak. In this way, the local peak filter prevents strong, broad "smeared" multipath from filling multiple entries in intermediate result register 164, leaving no room for weaker but distinct multipath that can make better candidates for demodulation.

The implementation of the local peak filter is straightforward. The energy value of the previous rake element summation is stored in previous energy latch 246. The present rake element summation is compared to the stored value by comparator 244. The output of comparator 244 indicates which of its two inputs is larger and is latched in search result processor control logic 254. If the previous sample represented a local maxima, search result processor control logic 254 compares the previous energy result with the data stored in intermediate result register 164 as described above. If the local peak filter is disabled by channel element microprocessor 136 then the comparison with intermediate result register 164 is always enabled. If either the leading or the last rake element at the search window boundary has a slope, then the slope latch is set so the boundary edge value can be considered as a peak as well.

The simple implementation of this local peak filter is aided by the progression of the reads toward earlier symbols within a search rake. As illustrated in Figure 6, 7, 8, and 9, within a search rake each rake element progress toward signals arriving earlier in time. This progression means that within a search window, the last rake element of a search rake and the first rake element of the subsequent search rake are contiguous in offset. Therefore, the local peak filter operation does not have to change and the output of comparator 244 is valid across search rake boundaries.

At the end of processing a search window, the values stored in intermediate result register 164 are transferred to best result register 250 readable by channel element microprocessor 136. Search result processor 162 has thus taken much of the workload from channel element microprocessor 136, which in the system of Figure 2 needed to handle each rake element result independently.

The preceding sections have focused on the processing data path of integrated search processor 128 and have detailed how raw antenna samples 118 are translated into a summary multipath report at the output of best result register 250. The following sections detail how the each of the elements in the search processing data path are controlled.

Search control block 166 of Figure 5 is detailed in Figure 13. As mentioned previously, channel element microprocessor 136 specifies a search parameter set including the group of antennas to search over as stored in antenna select buffer 348, the starting offset as stored in search offset buffer 308, the number of rake elements per search rake as stored in rake width buffer 312, the width of the search window as stored in search width buffer 314, the number of Walsh symbols to accumulate as stored in Walsh

symbol accumulation buffer 316, and a control word as stored in control word buffer 346.

The starting offset stored in search offset buffer 308 is specified with eighth chip resolution. The starting offset controls which samples are removed by decimation by latch 218 of Figure 10 in searcher front end 174. Due to the two Walsh symbol wide antenna sample buffer 172 in this embodiment, the largest value of the starting offset is half of a PN chip less than two full Walsh symbols.

Up until this point, the generic configuration to perform a search has been disclosed. In reality there are several classes of predefined searches. When a mobile unit initially attempts to access the system, it sends a beacon signal called a preamble using the Walsh zero symbol. Walsh zero symbol is the Walsh symbol which contains all logical zeros instead of half ones and zeroes as described above. When a preamble search is performed, the searcher looks for mobile units sending a Walsh zero symbol beacon signal on an access channel. The search result for a preamble search is the energy for the Walsh zero symbol. When an acquisition mode access channel search is performed, max detect 160 outputs the energy for Walsh zero symbol regardless of the maximum output energy detected. The control word stored in control word buffer 346 includes a preamble bit which indicates when a preamble search is being performed.

As discussed above, the power control mechanism of the preferred embodiment measures the signal level received from each mobile unit and creates a power control indication to command the mobile unit to raise or lower the mobile unit's transmit power. The power control mechanism operates over a set of Walsh symbols called a power control group during traffic channel operation. (Traffic channel operation follows access channel operation and implies operation during an active call.) All the Walsh symbols within a single power control group are transmitted using the same power control indication command at the mobile unit.

Also as described above, in the preferred embodiment of the present invention, the signal transmitted by the mobile unit is of a variable rate during traffic channel operation. The rate used by the remote unit to transmit the data is unknown at the base station during the searching process. As the consecutive symbols are accumulated, it is imperative that the transmitter is not gated off during the accumulation. Consecutive Walsh symbols in a power control group are gated as a group meaning that the 6 Walsh symbols comprising a power control group in the preferred embodiment are all gated on or all gated off.

Thus when the search parameter specifies that a plurality of Walsh symbols be accumulated during traffic channel operation, the searching process must align each search rake to begin and end within a single power control group. The control word stored in control word buffer 346 includes a power control group alignment bit. With the power control group alignment bit set to one indicating a traffic channel search, the searching process synchronizes to the next power control group boundary instead of just the next offset Walsh symbol boundary.

The control word stored in control word buffer 346 also includes the peak detection filter enable bit as discussed earlier in conjunction with Figure 8.

The searcher operates either in continuous or single step mode, according to the setting of the continuous/single step bit of the control word. In single step mode, after a search is performed, integrated search processor 128 returns to an idle state to await further instructions. In continuous mode, integrated search processor 128 is always searching, and by the time channel element microprocessor 136 is signaled that the results are available, integrated search processor 128 has started the next search.

Search control block 166 produces the timing signals used to control the searching process performed by integrated search processor 128. Search control block 166 sends the zero offset timing reference to short code I and Q PN generators 202, 206 and long code User PN generator 204, and the enable signal to decimator latch 218 and the select signal to MUX 216 in searcher front end 174. It provides the read and write addresses for PN sequence buffer 176 and even and odd Walsh chip buffers 168 and 170. It outputs the current offset to control the operation of despreader 178. It provides the intra-time slice timing reference for FHT processor engine 120, and determines whether the searching process or the demodulation process uses FHT processor engine 120 by controlling FHT input MUX 124. It provides several pipeline delayed versions of certain internal timing strobes to search result processor control logic 254 of Figure 12 to allow it to sum search results across a rake of offsets for a number of Walsh symbol accumulations. Search control block 166 provides best result register 250 with the pipelined offset and antenna information corresponding to accumulated energy in best result register 250.

In Figure 13, system time count 342 is slaved to the zero offset time reference. In the preferred embodiment as previously detailed, the system clock runs at eight times the PN chip rate. There are 256 PN chips in a Walsh symbol, and 6 Walsh symbols in a power control group for a total

of  $6 \times 256 \times 8 = 12,288$  system clocks per power control group. Therefore in the preferred embodiment, system time count 342 is comprised of a fourteen bit counter that counts the 12,288 system clocks. System time count 342 is slaved to zero offset time reference strobe for the base station. The input reference  
5 for short code I and Q PN generators 202, 206 and long code User PN generator 204 of Figure 10 in searcher front end 174 is taken from system time count 342. (Long code User PN generator 204 output is also based on a longer system wide reference which does not repeat for approximately 50 days. The longer system wide reference is not controlled by the searching process and  
10 acts as a preset value. The continuing operation based on the preset value is controlled by system time count 342.) The addresses for PN sequence buffer 176 and even and odd Walsh chip buffers 168 and 170 are taken from system time count 342. System time count 342 is latched by latch 328 at the beginning of each time slice. The output of latch 328 is selected via address  
15 Mux's 330, 332, and 334 which provide the write addresses corresponding to the current time slice when these buffers are written at some latter time within the time slice.

Offset accumulator 310 keeps track of the offset of the rake element currently being processed. The starting offset as stored in search offset  
20 buffer 308 is loaded into offset accumulator 310 at the beginning of each search window. Offset accumulator 310 is decremented with each rake element. At the end of each search rake that is to be repeated for further accumulations, the number of rake elements per search rake as stored in rake width buffer 312 is added back to the offset accumulator to reference it back to the first offset in  
25 the search rake. In this way, the searching process again sweeps across the same search rake for another Walsh symbol accumulation. If the searching process has swept across the current search rake on its final Walsh symbol accumulation then offset accumulator 310 is decremented by one by selection of the "-1" input of repeat rake MUX 304 which produces the offset of the first  
30 rake element in the next search rake.

The output of offset accumulator 310 always represents the offset of the current rake element being processed and thus is used to control data input to despreader 178. The output of offset accumulator 310 is added by adders 336  
35 and 338 to the intra-time slice timing output of system time count 342 to generate the address sequence within a time slice corresponding to a rake element. The output of adders 336 and 338 is selected via address MUX's 330 and 332 to provide antenna sample buffer 172 read addresses.

The output of offset accumulator 310 is also compared by comparator 326 with the output of system time count 342 to form the offset

Walsh symbol strobe which indicates that antenna sample buffer 172 has sufficient valid data for the searching process to begin.

Search rake count 320 keeps track of the number of rake elements remaining to be processed in the current search rake. Search rake count 320 is loaded with the width of the search window as stored in search width buffer 314 at the beginning of a search window. Search rake count 320 is incremented after the processing of the final Walsh symbol accumulation of each search rake is complete. When it reaches its terminal count all offsets in the search window have been processed. To provide a indication that the end of the current search window is imminent, the output of search rake count 320 is summed by summer 324 with the output of rake width buffer 312. The end of the search window indication marks the time at which antenna sample buffer 172 may begin to be filled with data samples from an alternative antenna in preparation for the next search window without disrupting the contents needed for the current search window.

When channel element microprocessor 136 specifies a search window, it can specify that the search window be performed for a plurality of antennas. In such a case, the identical search window parameters are repeated using samples from a series of antennas. Such a group of search windows is called an antenna search set. If an antenna search set is specified by channel element microprocessor 136, the antenna set is programmed by the value stored in antenna select buffer 348. After the completion of an antenna search set, channel element microprocessor 136 is alerted.

Rake element count 318 contains the number of rake elements left to process in the current search rake. Rake element count 318 is incremented once for each rake element processed and is loaded with the output of rake width buffer 312 when the searcher is in the idle state or upon completion of a search rake.

Walsh symbol accumulation count 322 counts the number of Walsh symbols left to accumulate for the current search rake. The counter is loaded with the number of Walsh symbols to accumulate as stored in Walsh symbol accumulation buffer 316 when the searcher is in the idle state or after completing a search rake sweep on the final Walsh symbol accumulation. Otherwise the counter is incremented with the completion of each search rake.

Input valid count 302 is loaded whenever the input antenna or decimator alignment changes. It is loaded with the minimum number of samples the searcher needs to process a search rake based on the output of rake width buffer 312 (i.e. one Walsh symbol plus one rake width worth of

samples). Each time an antenna sample is written to antenna sample buffer 172, input valid count 302 is incremented. When it reaches its terminal count, it sends an enable signal that allows the searching process to begin. Input valid count 302 also provides the mechanism for holding off the search processing when the offsets of successive search windows do not allow continuous processing of data.

The searcher operates in either an idle state, a sync state, or an active state. Searcher sequencing control 350 maintains the current state. Integrated search processor 128 initializes to the idle state when a reset is applied to channel element modem 110. During the idle state, all counters and accumulators in search control block 166 load their associated search parameters as presented above. Once channel element microprocessor 136 commands the searching process to begin a continuous or a single step search via the control word, integrated search processor 128 moves to the sync state.

In the sync state, the searcher is always waiting for an offset Walsh symbol boundary. If the data in antenna sample buffer 172 isn't valid yet, or if the power control group alignment bit is set and the Walsh symbol is not a power control group boundary, then integrated search processor 128 remains in the sync state until the proper conditions are met on a subsequent offset Walsh symbol boundary. With a properly enabled offset Walsh symbol, the searcher can move to the active state.

Integrated search processor 128 stays in the active state until it has processed a search rake, at which time it normally returns to the sync state. If integrated search processor 128 is in single step mode, it can go from the active state to the idle state after completing the last rake element for the final Walsh symbol accumulation for the last search rake in the search window. Integrated search processor 128 then waits for channel element microprocessor 136 to initiate another search. If instead, integrated search processor 128 is in continuous mode then at this point it loads the new search parameter set and returns to the sync state to await the offset Walsh symbol at the initial offset to be processed in the new search. The active state is the only state in which the antenna data samples are processed. In the idle or sync states the searcher simply keeps track of time with system time count 342 and continues to write into the PN sequence buffer 176 and antenna sample buffer 172 so that when the searcher does move to the active state these buffers are ready to be used.

Figure 14 is an enlarged view of the first Walsh symbol accumulation of the second search rake in a search window such as search rake 196 shown in Figure 9. The third Walsh symbol as referenced to the zero offset reference



system time clock is shown divided into thirty-two time slices. Searcher state 372 changes from sync to active with the offset Walsh symbol boundary indication signals that antenna sample buffer 172 ready with valid samples to process at that offset. During the next available time slice, the first rake element of the search rake is processed. The searcher continues to use each time slice to process a rake element as indicated by an "S" in time slices 374 unless demod front end 122 uses the FHT processor engine 120 as indicated by an "D" in time slices 374. The searcher finishes processing every rake element in the rake and returns to the sync state before the next offset Walsh symbol boundary. Also shown is search rake count state 362 being incremented during the active state until it reaches the terminal state, indicating the complete search rake has been processed. Offset count state 364 is shown being incremented between each time slice corresponding to a rake element, so that it may be used to derive the sample buffer offset read address during the time slice. Offset count state 364 is pipelined delayed to produce offset count for intermediate result register 164. The offset count 368 is incremented on the final Walsh symbol accumulation 370 pass.

Thus, a single integrated searcher processor, by buffering antenna samples and utilizing a time sliced transform processor, can independently sequence through a search as configured by a search parameter set, analyze the results and present a summary report of the best paths to use for demodulation element reassignment. This reduces the searcher related workload of the microprocessor so that a less expensive microprocessor can be used, and also reduces the direct IC costs by allowing a complete channel element modem on a single IC.

The general principles described herein can be used in systems using alternative transmission schemes. The discussion above was based on the reception of a reverse link signal where no pilot signal is available. On the forward link of the preferred embodiment, the base station transmits a pilot signal. The pilot signal is a signal having known data thus the FHT process used to determine which data was transmitted is not necessary. In order to embody the present invention, a integrated search processor for receiving a signal comprising a pilot signal would not contain the FHT processor or maximum detection function. For example FHT processor engine 120 and max detect 160 blocks of Figure 5 could be replaced with simple accumulator 125 as shown in Figure 15. The searching operation when a pilot signal is available is analogous to an acquisition mode access channel search operation as described above.

There are many configurations for spread spectrum multiple access communication systems not specifically described herein but with which the present invention is applicable. For example, other encoding and decoding means could be used instead of the Walsh encoding and FHT decoding.

5       The previous description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. The various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty.

10       Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WE CLAIM:**

## CLAIMS

1. An integrated search processor receiving a signal comprised of a group of spread spectrum modulated call signals sharing a common frequency band, said integrated search processor comprising:

a sample buffer for storing a limited number of data samples of said group of spread spectrum modulated call signals wherein each of said spread spectrum modulated call signals comprises a series of bits encoded in groups of a fixed length into a series of symbols having a transmission rate and wherein said data samples are stored at a rate corresponding to said transmission rate;

a PN sequence buffer for storing a limited number of PN sequence data chips wherein said PN sequence data chips correspond to a PN sequence used to modulate at least one call signal in said group of spread spectrum modulated call signals;

a despreader for correlating a portion of said data samples of said group of spread spectrum call signals stored in said sample buffer with a portion of said PN sequence data chips stored in said PN sequence buffer and for producing a correlated output corresponding to a single symbol; and

a transform engine for decoding said correlated output to produce an estimate of said series of bits wherein said transform engine decodes said correlated output at a rate higher than said transmission rate.

2. The integrated search processor of claim 1, wherein said sample buffer is capable of storing two symbols worth of said data samples and wherein said PN sequence buffer is capable of storing four symbols worth of said PN sequence data chips.

3. The integrated search processor of claim 1, wherein each symbol in said series of symbols is comprised of a series of code bits and wherein, in said at least one call signal, each of said code bits is modulated by a plurality of said PN sequence data chips and wherein said limited number of data samples stored in said sample buffer are stored such that two of said data samples are stored for each of said PN sequence data chips.

4. The integrated search processor of claim 1, wherein said estimate of said series of bits comprises a probability corresponding to each possible value of said groups of said fixed length, further comprising a maximum detector for receiving said estimate and providing a soft decision

2 output value indicative of a maximum energy level of said correlated output.

2 5. The integrated search processor of claim 1, wherein said rate at which said transform engine decodes said correlated output is 32 times higher than said transmission rate.

2 6. The integrated search processor of claim 1 further comprising a demodulation element for producing despread call data wherein said transform engine decodes said despread call data.

2 7. The integrated search processor of claim 1 wherein said series of bits are Walsh encoded in said groups of said fixed length.

2 8. The integrated search processor of claim 7 wherein said transform engine is a fast Hadamard transformer.

2 9. The integrated search processor of claim 4 further comprising an accumulator for summing successive ones of said soft decision output values.

2 10. The integrated search processor of claim 1 further comprising a search controller for providing signaling information.

2 11. The integrated search processor of claim 9 wherein a plurality of said series of symbols are grouped into a power control group wherein each symbol in said power control group has a common transmitted power level.

2 12. The integrated search processor of claim 11 wherein said accumulator sums said soft decision output values corresponding to symbols having a common power control group.

2 13. The integrated search processor of claim 1 wherein said despreader produces said correlated output at said rate higher than said transmission rate and wherein each of said correlated outputs corresponds to a time delay offset from a zero offset reference time

14. The integrated search processor of claim 10 wherein said  
2 sample buffer is comprised of an even and an odd sample buffer wherein if  
the previous data sample is stored in said even sample buffer then the  
4 subsequent data sample is stored in said odd sample buffer and if the  
previous data sample is stored in said odd sample buffer then the  
6 subsequent data sample is stored in said even sample buffer.

15. The integrated search processor of claim 1 wherein each symbol  
2 in said series of symbols is comprised of a series of code bits and wherein, in  
said at least one call signal, each of said code bits is modulated by four of said  
4 PN sequence data chips and wherein said limited number of data samples  
stored in said sample buffer are stored such that two of said data samples are  
6 stored for each of said PN sequence data chips, and wherein each sample is  
four bits.

16. A method of receiving a signal comprised of a group of spread  
2 spectrum call signals sharing a common frequency band in a modem  
operating under control of a modem microprocessor, and isolating one of  
4 said call signals from among said group to determine a call signal strength at  
a path delay time offset from a zero offset reference time, said method  
6 comprising the steps of:

storing PN sequence data bits in a PN sequence buffer;  
8 storing a first received set of call signal samples in a sample buffer  
having a limited size;  
10 despread a first fixed length set of said call signal samples from said  
sample buffer corresponding to a first path delay time with a first set of PN  
12 sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a first despread  
output;

14 storing a second received set of call signal samples in said sample  
buffer; and

16 despread a second fixed length set of call signal samples from said  
sample buffer corresponding to a second path delay time with said first set of  
18 PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a second  
despread output;

20 wherein said second fixed length set of call signal samples comprises a  
large number of the same call signal samples as said first fixed length set of  
22 call signal samples and wherein the length of said first and second received  
set of call signal samples is a fraction the fixed length of said first and second  
24 fixed length set of call signal samples.

17. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein the step of  
despreading said first fixed length set of call signal samples from said sample  
4 buffer is conditioned upon there being a sufficient number of valid call  
signal samples available in said sample buffer to evaluate said signal  
6 strength at said first path delay time.

18. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
step of selecting an antenna from a plurality of available antennas to supply  
4 said call signal samples.

19. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
steps of:

4 storing a third received set of call signal samples in said sample buffer;  
despreading a third fixed length set of call signal samples from said  
6 sample buffer corresponding to a third path delay time with a second set of  
PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a third  
8 despread output;

10 storing a fourth received set of call signal samples in said sample  
buffer; and

12 despreading a fourth fixed length set of call signal samples from said  
sample buffer corresponding to a fourth path delay time with said second set  
of PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a fourth  
14 despread output;

wherein said fourth fixed length set of call signal samples comprises a  
16 large number of the same call signal samples as said third fixed length set of  
call signal samples and wherein the length of said third and fourth received  
18 set of call signal samples is a fraction of the fixed length of said first and  
second fixed length set of call signal samples.

20. The method of claim 19 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
steps of:

4 determining a first call signal strength corresponding to said first  
despread output;

- 6           determining a second call signal strength corresponding to said  
second despread output;  
8           determining a third call signal strength corresponding to said third  
despread output; and  
10          determining a fourth call signal strength corresponding to said fourth  
despread output.

21.       The method of claim 20 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
steps of:  
4           summing said first call signal strength and said third call signal  
strength; and  
6           summing said second call signal strength and said fourth call signal  
strength;  
8           wherein said first path delay time is the same as said third path delay  
time and wherein said second path delay time is the same as said fourth  
10 path delay time.

22.       The method of claim 21 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
step of providing a largest summed result to said modem microprocessor.

23.       The method of claim 20 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein said step of  
determining said first call signal strength comprises the step of decoding said  
4 first despread output using a fast Hadamard transform to produce soft  
decision data.

24.       The method of claim 16 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said  
spread spectrum modulated call signals comprises a series of bits encoded in  
4 groups of a fixed length into a series of symbols comprised of a series of code  
bits.

25.       The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein said series of bits  
is Walsh encoded and said series of symbols are Walsh symbols.

26. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said code  
bits of said one isolated call signal are modulated by a plurality of said PN  
4 sequence data bits.

27. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein each of said code  
bits of said one isolated call signal are modulated by four of said PN sequence  
4 data bits.

28. The method of claim 27 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein two call signal  
samples are stored in said sample buffer for each PN sequence data bits.

29. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein said limited size  
of said sample buffer corresponds to two symbols worth of data samples.

30. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein said PN sequence  
data buffer is capable of storing four symbols worth of PN sequence data bits.

31. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein first fixed length  
set of call signal samples corresponds to one symbols worth of data.

32. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein first receive set of  
call signal samples corresponds to  $1/32$  of a symbol.

33. The method of claim 16 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein said in step of  
storing said first and second receive set of call signal samples, said first and  
4 second receive set of call signal samples are stored at the same rate at which  
call signal samples are transmitted.

34. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals wherein a series of said



4 symbols are grouped together in a power control group wherein each symbol  
in a common power control group is transmitted at a fixed power level.

35. The method of claim 24 for receiving and isolating one of said  
2 call signals from among said group of call signals further comprising the  
steps of:

4 despreading a third fixed length set of call signal samples from said  
sample buffer corresponding to a third path delay time with a second set of  
6 PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a third  
despread output;

8 despreading a fourth fixed length set of call signal samples from said  
sample buffer corresponding to a fourth path delay time with said second set  
10 of PN sequence data bits from said PN sequence buffer to produce a fourth  
despread output;

12 wherein said fourth fixed length set of call signal samples comprises a  
large number of the same call signal samples as said third fixed length set of  
14 call signal samples;

determining a first call signal strength corresponding to said first  
16 despread output;

determining a second call signal strength corresponding to said  
18 second despread output;

determining a third call signal strength corresponding to said third  
20 despread output;

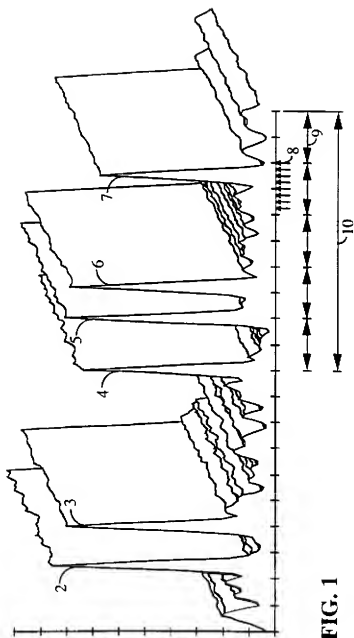
determining a fourth call signal strength corresponding to said fourth  
22 despread output.

summing said first call signal strength and said third call signal  
24 strength; and

summing said second call signal strength and said fourth call signal  
26 strength;

wherein said first path delay time is the same as said third path delay  
28 time and wherein said second path delay time is the same as said fourth  
path delay time and wherein said first fixed length set of call signal samples  
30 and third fixed length set of call signal samples correspond to a common  
power control group.

1/15



2/15

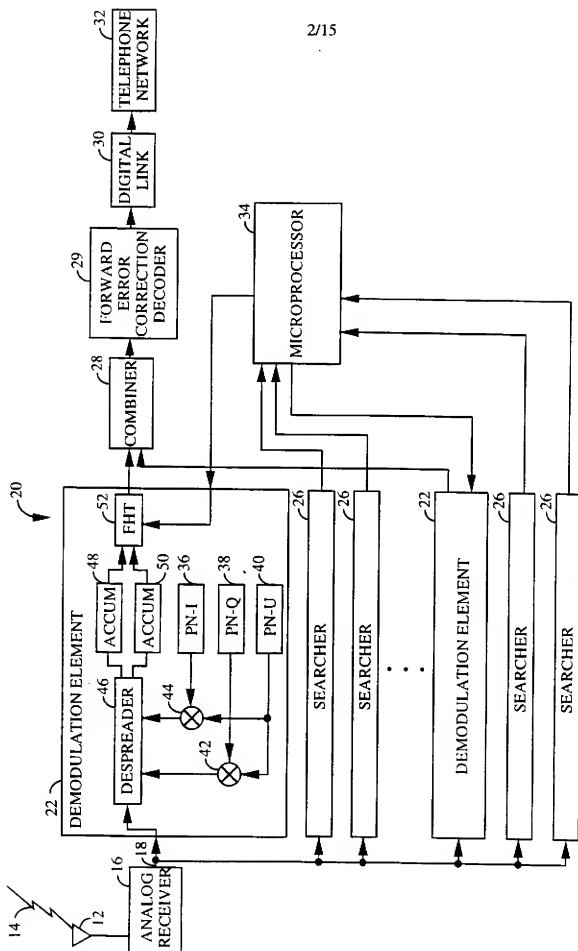


FIG. 2

3/15

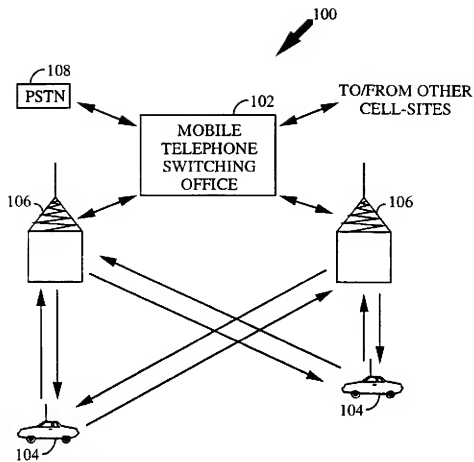


FIG. 3

4/15

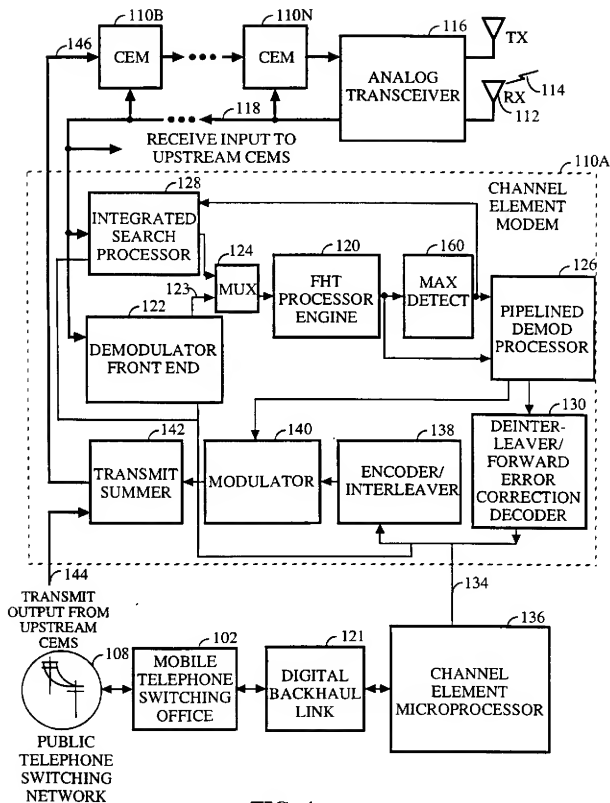


FIG. 4

5/15

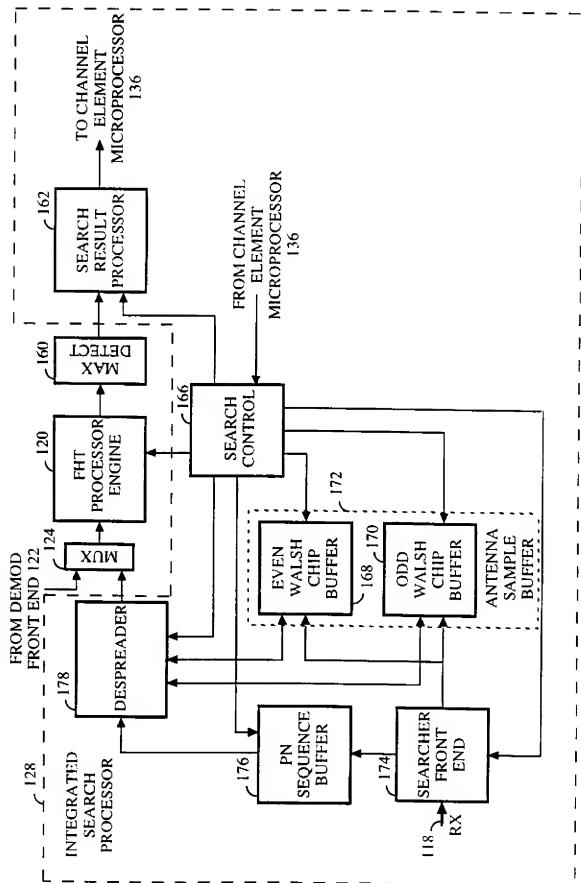


FIG. 5

6/15

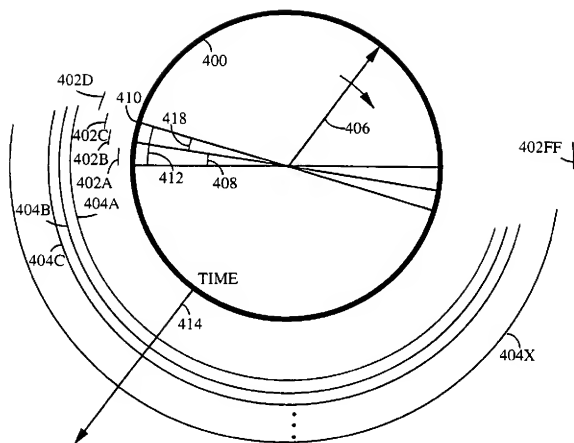
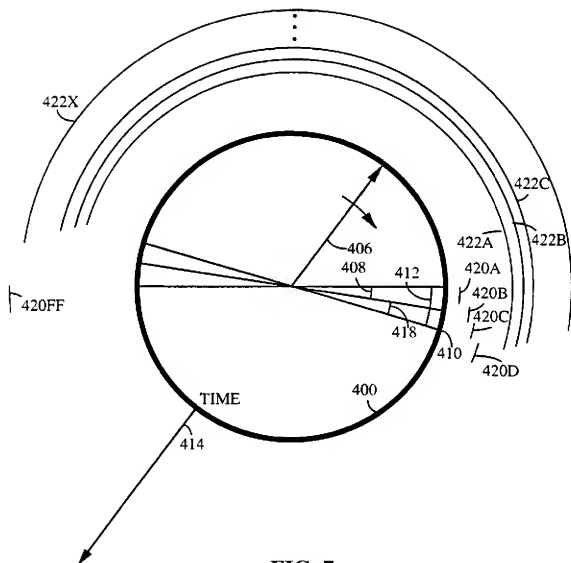


FIG. 6

7/15





8/15

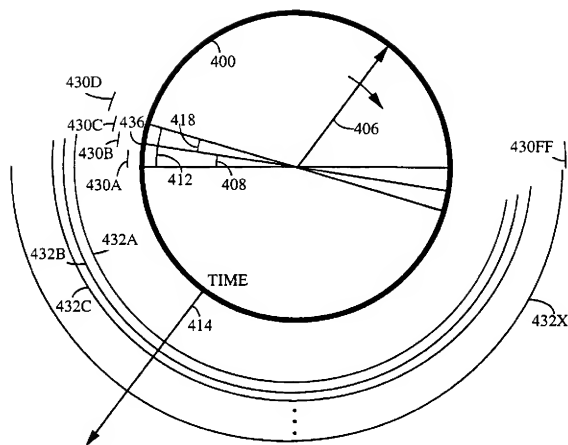


FIG. 8

9/15

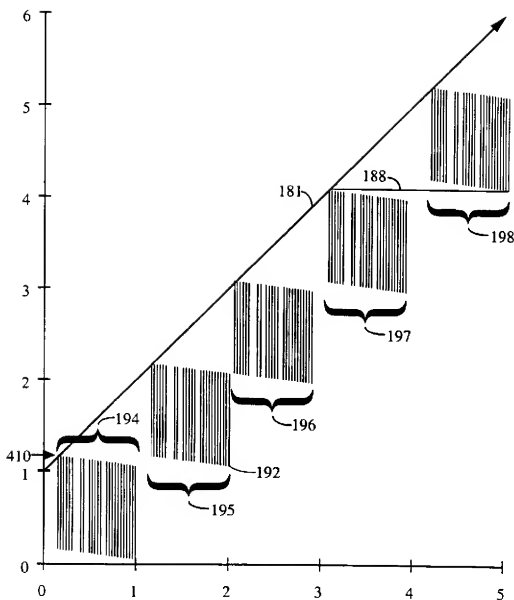
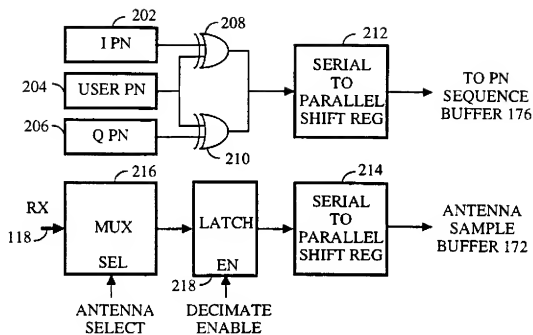


FIG. 9

10/15



174

FIG. 10

11/15

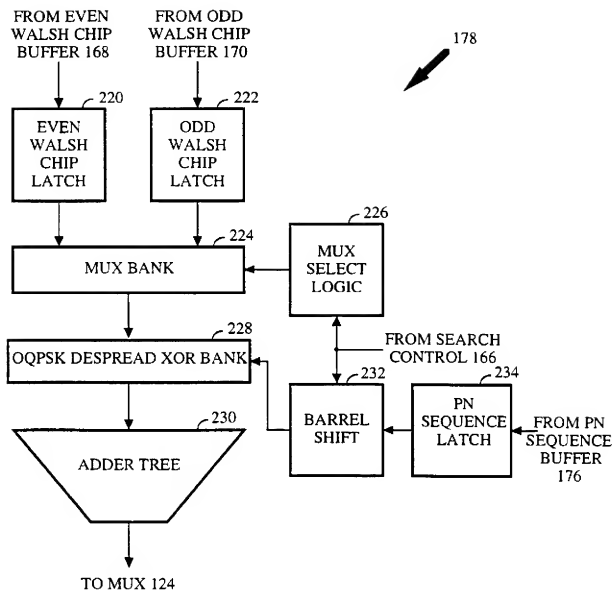


FIG. 11

12/15

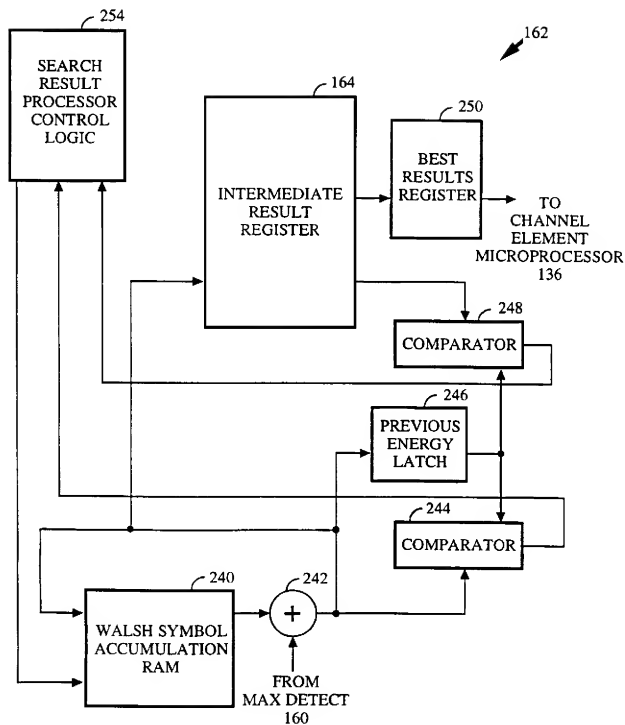


FIG. 12

13/15

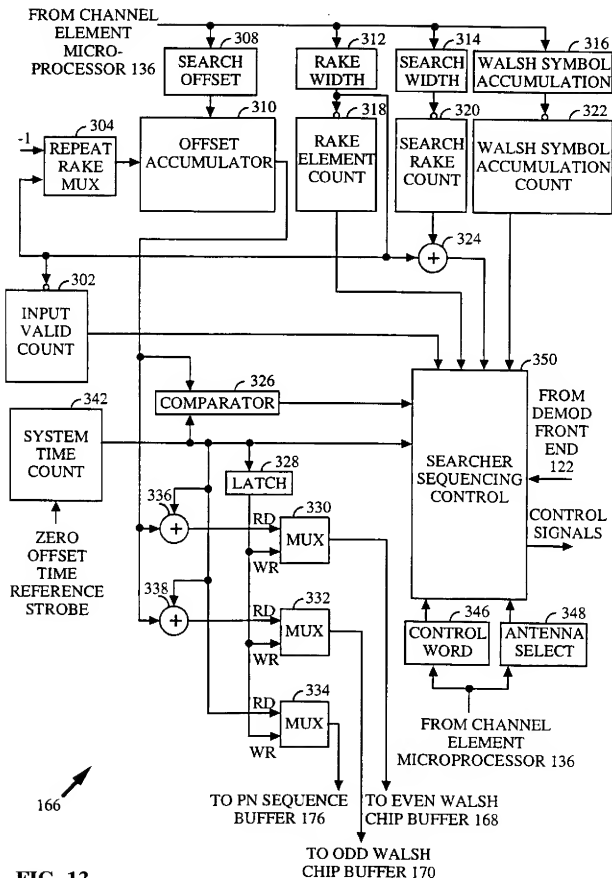


FIG. 13

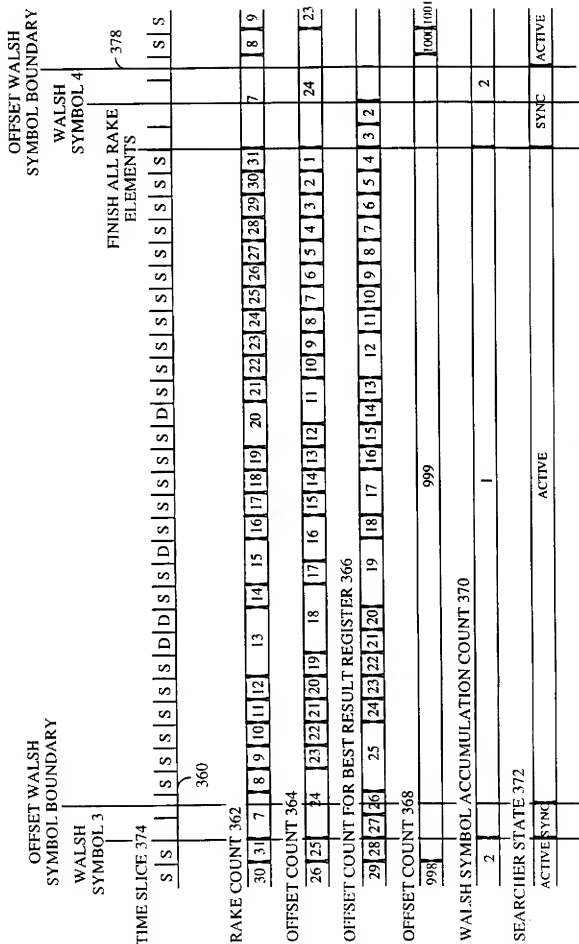
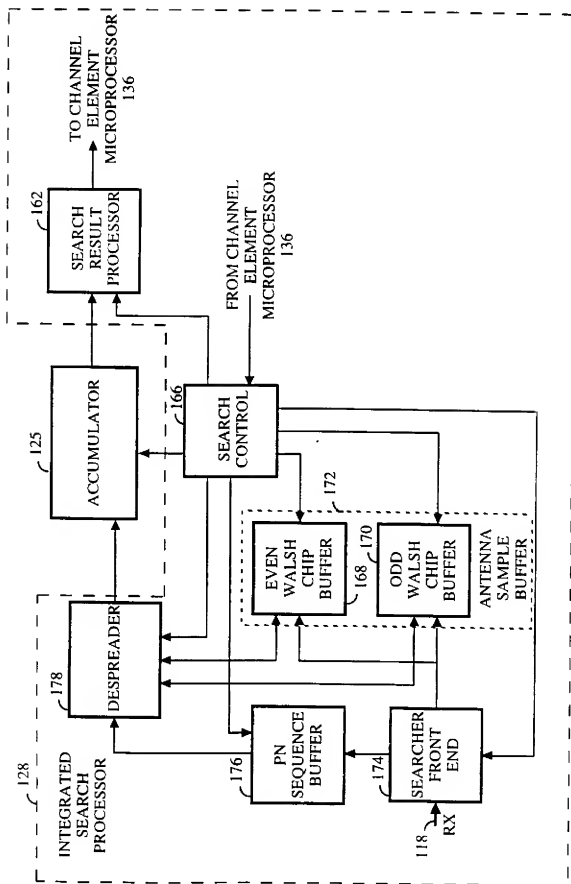


FIG. 14

15/15





## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internac. Application No.  
PCT/US 95/12390A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04B7/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04B H04J G06F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO,A,91 07036 (QUALCOMM INC) 16 May 1991 cited in the application  see page 21, line 17 - page 23, line 33; figure 3  ---	1,7,8, 10,16, 18,23,25
A	US,A,5 329 549 (KAWASAKI KENICHIRO) 12 July 1994  see abstract see column 5, line 32 - line 37 see column 5, line 60 - column 7, line 19; figure 1  ---  -/-	1,2,5, 16,29, 32,33

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  
 "E" earlier document but published on or after the international filing date  
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)  
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention  
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone  
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.  
 "A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

28 February 1996

Date of mailing of the international search report

08.03.96

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax: (+ 31-70) 340-3016

Authorized officer

Bossen, M

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internat. Application No.

PCT/US 95/12398

## C/(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>US,A,4 164 628 (REILLY ROBERT A ET AL) 14 August 1979</p> <p>see column 2, line 4 - line 24 see column 3, line 64 - column 4, line 60; figure 3A</p> <p>-----</p>	<p>1,2,5, 16,29, 32,33</p>

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Internal Application No

PCT/US 95/12390

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO-A-9107036	16-05-91	US-A- 5109390	28-04-92
		AU-B- 649987	09-06-94
		AU-B- 6874891	31-05-91
		CA-A- 2072876	08-05-91
		CN-A- 1061311	20-05-92
		EP-A- 0500761	02-09-92
		IL-A- 96220	12-04-94
		JP-T- 4502844	21-05-92
-----			
US-A-5329549	12-07-94	JP-A- 6059012	04-03-94
-----			
US-A-4164628	14-08-79	DE-A- 2824444	14-12-78
		GB-A- 1560474	06-02-80
-----			

# **WIRELESS LOCAL AREA NETWORK SYSTEM WITH MULTIPLE INPUTS AND MULTIPLE OUTPUTS**

Publication number: RU2335852 (C2)

Publication date: 2008-10-10

Inventor(s): UOLTON DZH RODNI [US]; UOLLEHUS MARK S [US]; KETCHUM DZHON U [US]; GOVARD STIVEN DZH [US] +

Applicant(s): QUA.COMM INC [US] +

Classification:

- International: H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/06; H04L1/16; H04L12/26; H04L12/56; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/26; H04W28/06; H04W72/12; H04B7/005; H04L1/16; H04L27/00; H04W28/20; H04W28/22; H04W52/00; H04W52/42; H04W52/50; H04W72/04; H04W74/00; H04W74/08; H04W84/12; H04B7/04; H04B7/06; H04L1/00; H04L1/02; H04L1/08; H04L1/16; H04L12/26; H04L12/56; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/26; H04W28/02; H04W72/00; H04B7/005; H04L27/00; H04W28/16; H04W52/00; H04W74/00; H04W84/02

- European: H04B7/04M1S; H04B7/06C2C; H04B7/06M; H04B7/06C4J2; H04L1/00A1M; H04L1/00A5; H04L1/00ABQ; H04L1/00ASA; H04L1/00B7C; H04L1/00B7R1P; H04L1/00B7V; H04L1/00F; H04L1/00T3; H04L1/00T7K; H04L1/10T7; H04L12/26W; H04L12/56B; H04L25/02C11A; H04L25/02C11A5; H04L25/03B9; H04L27/26M; H04L27/26M1; H04L27/26M1R; H04L27/26M5; H04W28/06; H04W72/12

Also published as:

RU2005115862 (A)  
US2004082356 (A1)  
US2008283670 (A1)  
US2008283669 (A1)  
US2008285488 (A1)

more >>

Application number: RU20050115862 20031024

Priority number(s): US20020421309P 20021025; US20030693419 20031023

Abstract of RU 2335852 (C2)

FIELD: information technology. <sup>A</sup> SUBSTANCE: system uses channel structure with several configurable transport channels. The system supports multiple data transmission speed values and modes, which can be configured on the basis of channel conditions and user terminal performance level. The system also uses pilot structures with several pilot signal type, for instance, beacon (MIMO), controlled template and carrier pilot signal) for different functions. Implements transmission speed, synchronisation and power control circuits to provide appropriate system operation, and uses random access for system access by user terminals, fast acknowledgement and quick resource assignment. To compensate for differences in frequency response of transmission/receiving circuits, calibration can be performed in access point and user terminals. Three-dimensional processing can be facilitated using advantages of downstream and upstream lines, as well as calibration. <sup>B</sup> EFFECT: increase of transmission bandwidth capacity. <sup>A</sup> 18 cl, 33 dwg, 36 tbl



Data supplied from the espancet database — Worldwide



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,  
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

- (21), (22) Заявка: 2005115862/09, 24.10.2003  
(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
24.10.2003  
(30) Конвенционный приоритет:  
25.10.2002 US 60/421,309  
(43) Дата публикации заявки: 20.01.2006  
(45) Опубликовано: 10.10.2008 Бюл. № 28  
(56) Список документов, цитированных в отчете о  
поиске: WO 02078211 A, 03.10.2002. RU 2141168  
C1, 10.11.1999. US 6452981 B1, 17.09.2002. WO  
0176110 A, 11.10.2001.  
(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную  
фазу: 25.05.2005  
(86) Заявка РСТ:  
US 03/34514 (24.10.2003)  
(87) Публикация РСТ:  
WO 2004/039011 (06.05.2004)

Адрес для переписки:  
129080, Москва, ул. Б.Спасская, 25, стр.3,  
ООО "Юридическая фирма Городинский и  
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

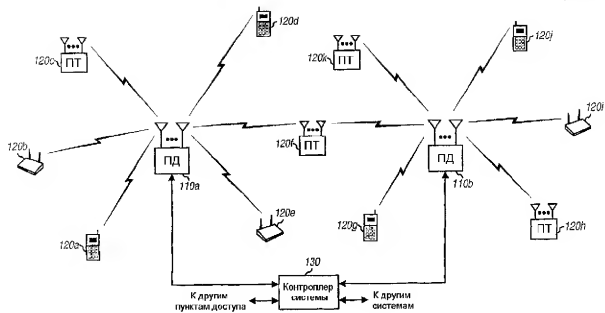
- (72) Автор(ы):  
УОЛТОН Дж. Родни (US),  
УОЛЛЭЙС Марк С. (US),  
КЕТЧУМ Джон У. (US),  
ГОВАРД Стивен Дж. (US)  
(73) Патентообладатель(и):  
КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)

(54) СИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ СО МНОЖЕСТВОМ  
ВХОДОВ И МНОЖЕСТВОМ ВЫХОДОВ

## (57) Реферат:

Изобретение относится к беспроводной локальной вычислительной сети с множеством входов и выходов (MIMO). Технический результат состоит в увеличении пропускной способности передачи. Для этого система использует каналную структуру с несколькими конфигурируемыми транспортными каналами, поддерживает множество скоростей передачи и режимов передачи, которые можно конфигурировать на основе канальных условий и возможностей пользовательских терминалов, применяет пилотные структуры с несколькими типами пилот-сигнала (например, маяковый, (MIMO), управляемый эталон и пилот-

сигнал несущей) для различных функций, реализует контуры управления скоростью передачи, синхронизацией и мощностью для надлежущей работы системы, и применяет случайный доступ для доступа к системе Пользовательскими терминалами, быстрого подтверждения и быстрого назначения ресурсов. Может выполняться калибровка для учета различий в частотных откликах цепей передачи/приема в пункте доступа и пользовательских терминалах. Пространственная обработка затем может быть упрощена использованием преимуществ обратимого характера нисходящей и восходящей линий и калибровки. 6 н. и 12 з.п. ф-лы, 16 ил., 36 табл.



ПД - ПУНКТ ДОСТУПА  
ПТ - ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ТЕРМИНАЛ

ФИГ.1

RU 2 3 3 5 8 5 2 C 2



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,  
PATENTS AND TRADEMARKS

## (12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 2005115862/09, 24.10.2003

(24) Effective date for property rights: 24.10.2003

(30) Priority:  
25.10.2002 US 60/421,309

(43) Application published: 20.01.2006

(45) Date of publication: 10.10.2008 Bull. 28

(85) Commencement of national phase: 25.05.2005

(86) PCT application:  
US 03/34514 (24.10.2003)

(87) PCT publication:  
WO 2004/039011 (06.05.2004)

Mail address:  
129090, Moskva, ul. B.Spasskaja, 25, str.3,  
OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i  
Partnery", pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

(72) Inventor(s):  
UOLTON Dzh. Rodni (US),  
UOLLEHJS Mark S. (US),  
KETChUM Dzhon U. (US),  
GOVARD Stiven Dzh. (US)

(73) Proprietor(s):  
KVEHLKOMM INKORPOREJTED (US)

## (54) WIRELESS LOCAL AREA NETWORK SYSTEM WITH MULTIPLE INPUTS AND MULTIPLE OUTPUTS

(57) Abstract:

FIELD: information technology.

SUBSTANCE: system uses channel structure with several configurable transport channels. The system supports multiple data transmission speed values and modes, which can be configured on the basis of channel conditions and user terminal performance level. The system also uses pilot structures with several pilot signal type, for instance, beacon (MIMO), controlled template and carrier pilot signal) for different functions, implements transmission speed, synchronisation and power control circuits to provide appropriate system operation, and uses random access for system access by user terminals, fast acknowledgement and quick resource assignment. To compensate for differences in frequency response of transmission/receiving circuits, calibration can be performed in access point and user

terminals. Three-dimensional processing can be facilitated using advantages of downstream and upstream lines, as well as calibration.

EFFECT: increase of transmission bandwidth capacity.

18 cl, 33 dwg, 36 tbl

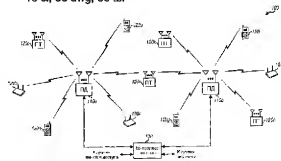


FIG. 1  
FIG. 1

#### Область техники

Настоящее изобретение относится в общем к передаче данных, более конкретно к системе связи беспроводной локальной вычислительной сети (БЛВС) (WLAN) со множеством входов и множеством выходов (МВхМВых) (MIMO).

#### Уровень техники

Системы беспроводной связи широко распространены для обеспечения различных типов передач, таких как передача речи, пакетных данных и т.д. Эти системы могут быть системами множественного доступа, способными поддерживать связь со множеством пользователей последовательно или одновременно путем совместного использования доступных системных ресурсов. Примеры систем множественного доступа включают в себя системы множественного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР) (CDMA), системы множественного доступа с временным разделением каналов (МДВР) (TDMA) и системы множественного доступа с частотным разделением каналов (МДЧР) (FDMA).

Беспроводные локальные вычислительные сети (БЛВС) (WLAN) также широко распространены для обеспечения связи между беспроводными электронными приборами (например, компьютерами) по беспроводной линии. БЛВС может использовать пункты доступа (или базовые станции), которые действуют как концентраторы и обеспечивают возможность соединения для беспроводных приборов. Пункты доступа могут также связывать (или сопрягать) БЛВС с проводными ЛВС, тем самым предоставляя беспроводным приборам доступ к ресурсам ЛВС.

В системе беспроводной связи модулированный высокочастотный (ВЧ) сигнал от передающего блока может поступать в приемный блок по нескольким трассам распространения. Характеристики этих трасс распространения обычно изменяются во времени вследствие таких факторов, как замирания и многолучевое распространение. Чтобы обеспечить разнесенный режим для противодействия вредным эффектам на трассе распространения и улучшить производительность, можно использовать множество передающих и приемных антенн. Если трассы распространения между передающими и приемными антеннами линейно независимы (т.е. передача по одной трассе не формируется как линейная комбинация передач по другим трассам), что в общем случае справедливо по меньшей мере до некоторой степени, то вероятность точного приема передач данных возрастает по мере увеличения числа антенн. Обычно разнесение увеличивается и производительность улучшается по мере того, как увеличивается число передающих и приемных антенн.

Системы с множеством входов и множеством выходов (МВхМВых) используют для передачи данных множество ( $N_T$ ) передающих антенн и множество ( $N_R$ ) приемных антенн. Канал МВхМВых, образованный  $N_T$  передающими антеннами и  $N_R$  приемными антеннами, может быть разложен на  $N_s$  пространственных каналов, при  $N_s \leq (\min N_T, N_R)$ . Каждый из  $N_s$  пространственных каналов соответствует одному измерению (размерности). Система МВхМВых может обеспечить улучшенную производительность (например, увеличенную пропускную способность передачи и (или) большую надежность), если используются дополнительные размерности, созданные множеством передающих и приемных антенн.

Ресурсы для заданной системы связи, как правило, ограничиваются различными регулируемыми ограничениями и требованиями, и иными практическими соображениями. Однако от системы может требоваться поддержка нескольких терминалов, обеспечение разнесенных услуг, достижение определенных уровней показателей и т.д.

Поэтому в технике имеется необходимость в системе БЛВС МВхМВых, способной поддерживать множество пользователей и обеспечивать высокую производительность системы.

#### Сущность изобретения



Заявлена система множественного доступа БЛВС MBxMВых, имеющая различные возможности и способная достичь высокой производительности. В варианте осуществления эта система применяет MBxMВых и мультиплексирование с ортогональным разделением частот (МОПЧ) (OFDM) для достижения высокой пропускной способности, борьбы с вредными эффектами на трассе распространения и обеспечения других выгод. Каждый пункт доступа в этой системе может поддерживать множество пользовательских терминалов. Выделение ресурсов нисходящей и восходящей линий зависит от требований пользовательских терминалов, канальных условий и иных факторов.

Также предлагается канальная структура, поддерживающая эффективные передачи нисходящей и восходящей линий. Эта канальная структура содержит ряд транспортных каналов, которые могут использоваться для таких функций, как сигнализация о параметрах системы и назначениях ресурсов, передача данных по нисходящей и восходящей линиям, случайный доступ системы и т.д. Различные свойства этих транспортных каналов являются конфигурируемыми, что позволяет системе легко адаптироваться к изменению канала и условиям загрузки.

Множество скоростей передачи и режимов передачи поддерживаются системой БЛВС MBxMВых, чтобы достичь высокой пропускной способности, когда она поддерживается канальными условиями и возможностями пользовательских терминалов. Эти скорости передачи устанавливаются на основании оценок канальных условий и могут выбираться независимо для нисходящей и восходящей линий. Могут также использоваться различные режимы передачи в зависимости от числа антенн в пользовательских терминалах и от канальных условий. Каждый режим передачи ассоциируется с различной пространственной обработкой в передатчике и приемнике и может выбираться для использования при различных рабочих условиях. Пространственная обработка облегчает передачу данных от множества передающих антенн и (или) прием данных множеством приемных антенн для более высокой пропускной способности и (или) более высокой степени разнесения.

В варианте осуществления система БЛВС MBxMВых использует единственную частотную полосу как для нисходящей, так и для восходящей линий, которые совместно используют одну и ту же рабочую полосу с использованием дуплексирования с временным разделением (ДВР) (TDD). Для системы ДВР канальные отклики нисходящей и восходящей линий являются взаимно обратными величинами. Здесь предлагаются методы калибровки для нахождения и учета различий в частотных откликах цепей передачи-приема в пункте доступа и пользовательских терминалах. Здесь также описываются методы для упрощения пространственной обработки в пункте доступа и пользовательских терминалах путем использования преимущества обратимости природы нисходящей и восходящей линий и калибровки.

Предлагается также структура пилот-сигналов с несколькими типами пилот-сигнала для различных функций. К примеру, маячковый пилот-сигнал может использоваться для захвата частоты и обнаружения системы, MBxMВых пилот-сигнал может использоваться для оценки канала, управляемый эталон (т.е. управляемый пилот-сигнал) может использоваться для улучшенной оценки канала, а несущий пилот-сигнал может использоваться для слежения за фазой.

Предлагаются также различные контура управления для надлежащей работы системы. Управление скоростью передачи может осуществляться независимо на нисходящей и восходящей линии. Управление мощностью может осуществляться для некоторых передач (к примеру, услуг с фиксированной скоростью передачи). Управление синхронизацией может использоваться для передач восходящей линии, чтобы учитывать различные задержки распространения для пользовательских терминалов, расположенных повсюду в системе.

Предлагаются также методы случайного доступа для обеспечения пользовательским терминалам возможности доступа к системе. Эти методы поддерживают доступ к системе множества пользовательских терминалов, быстрое уведомление о попытках доступа к системе и быстрое назначение ресурсов нисходящей/восходящей линий.

Ниже более подробно описываются различные аспекты и варианты осуществления

изобретения.

### Краткое описание чертежей

Признаки и сущность настоящего изобретения поясняются в изложенном ниже подробном описании, иллюстрируемом чертежами, на которых одинаковые ссылочные позиции обозначают повсюду одни и те же элементы, и на которых представлено следующее:

Фиг. 1 - система БЛВС МВхМВхх;  
Фиг. 2 - структура уровней для системы БЛВС МВхМВхх;  
Фиг. 3А, 3В и 3С - структура кадра TDD-TDM, структура кадра FDD-TDM и структура кадра FDD-CDM, соответственно;  
Фиг. 4 - структура кадра TDD-TDM с пятью транспортными каналами - BCH, FCCH, FCH, RCH и RACH;  
Фиг. 5А-5Г - различные форматы протокольного блока данных (ПБД) (PDU) для пяти транспортных каналов;  
Фиг. 6 - структура для пакета FCH/RCH;  
Фиг. 7 - пункт доступа и два пользовательских терминала;  
Фиг. 8А, 9А и 10А - три передающих блока для режимов разнесения, пространственного мультиплексирования и управления лучом, соответственно;  
Фиг. 8В, 9В и 10В - три процессора разнесения ТХ для режимов разнесения, пространственного мультиплексирования и управления лучом соответственно;  
Фиг. 8С - модулятор MOPЧ;  
Фиг. 8Д - символ MOPЧ;  
Фиг. 11А - блок формирования кадра и скремблер в процессоре данных ТХ;  
Фиг. 11В - кодер и блок повторения-перфорирования в процессоре данных ТХ;  
Фиг. 11С - другой процессор данных ТХ, который может быть использован для режима пространственного мультиплексирования;  
Фиг. 12А и 12В - диаграмма состояний для работы пользовательского терминала;  
Фиг. 13 - временная шкала для RACH;  
Фиг. 14А и 14В - процессы управления скоростями передач соответственно нисходящей и восходящей линий;  
Фиг. 15 - иллюстрация действия контура управления мощностью; и  
Фиг. 16 - процесс регулировки синхронизации восходящей линии для пользовательского терминала.

### Подробное описание

Слово "примерный" используется исключительно как "служащий в качестве примера, случая или иллюстрации". Любой вариант осуществления или проект, описанный здесь как "примерный", не обязательно интерпретировать как предпочтительный или преимущественный относительно других вариантов осуществления или проектов.

### 1. Обзор системы

Фиг. 1 показывает систему 100 БЛВС МВхМВхх, которая поддерживает множество пользователей и способна воплощать различные варианты осуществления изобретения. Система 100 БЛВС МВхМВхх включает в себя несколько пунктов 110 доступа (ПД) (AP), которые поддерживают связь для нескольких пользовательских терминалов 120 (ПТ) (UT). Для простоты на фиг. 1 показаны только два пункта 110 доступа. Пункт доступа представляет собой, как правило, стационарную станцию, которая используется для связи с пользовательскими терминалами. Пункт доступа может также определяться как базовая станция или каким-либо иным термином.

Пользовательские терминалы 120 могут быть распределены повсюду в системе. Каждый пользовательский терминал может быть стационарным или подвижным терминалом, который может связываться с пунктом доступа. Пользовательский терминал может также упоминаться как мобильная станция, удаленная станция, терминал доступа, пользовательское оборудование (ПО) (UE), беспроводное устройство, или обозначаться каким-либо иным термином. Каждый пользовательский терминал может связываться с одним или, возможно, множеством пунктов доступа по нисходящей и (или) восходящей

линии в любой заданный момент времени. Нисходящей линией (т.е. прямой линией) именуется передача от пункта доступа к пользовательскому терминалу, а восходящей линией (т.е. обратной линией) именуется передача от пользовательского терминала к пункту доступа.

5 На фиг.1 пункт 110а доступа связывается с пользовательскими терминалами 120а-120f, а пункт 110b доступа связывается с пользовательскими терминалами 120f-120k. В зависимости от конкретного выполнения системы 100, пункт доступа может связываться со множеством пользовательских терминалов одновременно (например, во множестве кодовых каналов или поддиапазонов) или последовательно (например, во множестве временных сегментов). В любой заданный момент времени пользовательский терминал может принимать передачи нисходящей линии от одного или множества пунктов доступа. Передача нисходящей линии от каждого пункта доступа может включать в себя дополнительные служебные данные, предназначенные для их приема множеством пользовательских терминалов, конкретные пользовательские данные, предназначенные для их приема конкретным пользовательским терминалом, другие типы данных или любое их сочетание. Дополнительные служебные данные могут включать в себя пилот-сигнал, сообщения поискового вызова и широкоэмиттерные сообщения, параметры системы и т.д.

15 Система БЛВС MBxMBxх базируется на сетевой архитектуре с централизованным контроллером. Так, системный контроллер 130 связан с пунктами 110 доступа и может далее связываться с другими системами и сетями. К примеру, системный контроллер 130 может связываться с сетью пакетированных данных (СПД) (PDN), с проводной локальной вычислительной сетью (ЛВС) (LAN), с широкомасштабной сетью (ШМС) (WAN), с интернетом, с телефонной сетью общего пользования (ТСОП) (PSTN), с сетью сотовой связи и т.д. Системный контроллер 130 может быть спроектирован для выполнения нескольких функций, таких как (1) координация и управление для подсоединенных к нему пунктов доступа, (2) маршрутизация данных между этими пунктами доступа, (3) доступ и управление связью с пользовательскими терминалами, обслуживаемыми этими пунктами доступа, и т.д.

Система БЛВС MBxMBxх может обеспечивать высокую пропускную способность с возможностью значительно большего покрытия, нежели традиционные системы БЛВС.

30 Система БЛВС MBxMBxх может поддерживать синхронные, асинхронные и изохронные услуги по передаче данных/речи. Система БЛВС MBxMBxх может быть спроектирована для обеспечения следующих характеристик:

- Высокая надежность обслуживания
- Гарантированное качество обслуживания (КО) (QoS)
- 35 - Высокие мгновенные скорости передачи данных
- Высокая спектральная эффективность
- Расширенный диапазон покрытия.

Система БЛВС MBxMBxх может работать в различных полосах частот (например, полосы U-NII 2,4 ГГц и 5,х ГГц), при условиях ограничений по ширине полосы и излучению, свойственных выбранной рабочей полосе. Система может размещаться как внутри, так и вне помещения, с типичным максимальным размером сотовой ячейки 1 км или меньше. Система поддерживает приложения стационарных терминалов, хотя некоторые рабочие режимы также поддерживают работу портативных и имеющих ограниченную

45 1. MBxMBxх, MBxOBxх и OBxMBxх

В конкретном варианте выполнения и как описывается далее в описании, каждый пункт доступа снабжен четырьмя передающими и приемными антеннами для передачи и приема данных, причем одни и те же четыре антенны используются для передачи и для приема. Система также поддерживает случаи, когда передающие и приемные антенны устройства (например, пункта доступа, пользовательского терминала) не используются совместно, хотя эта конфигурация в нормальном состоянии обеспечивает более низкую производительность, чем при совместном использовании антенн. Система БЛВС MBxMBxх может также проектироваться так, чтобы каждый пункт доступа был оборудован некоторым

другим числом передающих/приемных антенн. Каждый пользовательский терминал может быть снабжен единственной передающей/приемной антенной или множеством передающих/приемных антенн для передачи и приема. Число антенн, используемых каждым типом пользовательского терминала, может зависеть от различных факторов, таких как, к примеру, услуги, поддерживаемые пользовательским терминалом (например, речь, данные или обе), соображения стоимости, регулирующие ограничения, вопросы надежности и т.д.

Для заданной пары многоантенного пункта доступа и многоантенного пользовательского терминала канал МВхМВх образуется  $N_T$  передающими антеннами и  $N_R$  приемными антеннами, доступными для использования для передачи данных. Различные каналы МВхМВх формируются между пунктом доступа и различными многоантенными пользовательскими терминалами. Каждый канал МВхМВх может быть разделен на  $N_g$  пространственных каналов, где  $N_g \leq \min\{N_T, N_R\}$ .  $N_g$  потоков данных могут передаваться по  $N_g$  пространственным каналам. Пространственная обработка требуется в приемнике и может выполняться или не выполняться в передатчике для передачи множества потоков данных по  $N_g$  пространственным каналам.

$N_g$  пространственных каналов могут быть, а могут и не быть ортогональны друг другу.

Это зависит от разных факторов, таких как (1) выполнялась ли пространственная обработка в передатчике, чтобы получить ортогональные пространственные каналы, и (2) была ли пространственная обработка как в передатчике, так и в приемнике успешной при ортогонализации пространственных каналов. Если в передатчике не выполняется никакой пространственной обработки, то  $N_g$  пространственных каналов могут формироваться  $N_T$  передающими антеннами, и маловероятно, что они будут ортогональны друг другу.

$N_g$  пространственных каналов могут быть ортогонализированы путем выполнения декомпозиции на матрице канальных откликов для канала МВхМВх, как описано ниже. Каждый пространственный канал упоминается как собственная мода канала МВхМВх, если  $N_g$  пространственных каналов ортогонализированы с помощью декомпозиции, что требуют пространственной обработки как в передатчике, так и в приемнике, как описано ниже. В этом случае  $N_g$  потоков данных могут передаваться ортогонально на  $N_g$  собственных модах. Однако собственная мода обычно считается теоретическим построением.  $N_g$  пространственных каналов, как правило, не полностью ортогональны друг другу вследствие различных причин. Например, пространственные каналы не будут ортогональными, если (1) передатчик не имеет информации о канале МВхМВх или (2) передатчик и (или) приемник имеют несовершенную оценку канала МВхМВх. Для простоты в нижеследующем описании термин "собственная мода" используется для обозначения случая, когда делается попытка ортогонализировать пространственные каналы с использованием декомпозиции, даже если эта попытка может и не быть полностью успешной, например, из-за несовершенной оценки канала.

Для заданного числа (к примеру, четырех) антенн в пункте доступа число пространственных каналов, доступных для каждого пользовательского терминала, зависит от числа антенн, используемых этим пользовательским терминалом, и от характеристик беспроводного канала МВхМВх, который связывает антенны пункта доступа и антенны пользовательского терминала. Если пользовательский терминал снабжен одной антенной, то четыре антенны в пункте доступа и единственная антенна в пользовательском терминале образуют канал со множеством входов и одним выходом (МВхОВх) (MISO) для нисходящей линии, и канал с одним входом и множеством выходов (ОВхМВх) (SIMO) для восходящей линии.

Система БЛВС МВхМВх может быть спроектирована для поддержания нескольких режимов передачи. Таблица 1 перечисляет режимы передачи, поддерживаемые примерным проектом системы БЛВС МВхМВх.

Таблица 1

	Режимы передачи	Описание
5	ОВхМВх	Данные передаются единственной антенной, но могут приниматься множеством антенн для разнесения приема
	Разнесение	Данные передаются с избыточностью множеством передающих антенн и (или) во множестве радиоканалов для обеспечения разнесения
	Управление лучом	Данные передаются в единственном (лучшем) канале при полной мощности с использованием информации управления фазой для основной собственной моды канала МВхМВх
	Пространственное мультиплексирование	Данные передаются по множеству пространственных каналов для достижения более высокой спектральной эффективности

Для простоты термин "разнесение" в нижеследующем описании относится к разнесению передачи, если не отмечено иное.

Режимы передачи, доступные для использования для нисходящей линии и для восходящей линии для каждого пользовательского терминала, зависят от числа антенн, используемых в пользовательском терминале. Таблица 2 перечисляет режимы передачи, доступные для разных типов терминалов для нисходящей линии и восходящей линии в предположении множества (например, четырех) антенн в пункте доступа.

Режимы передачи	Таблица 2			
	Нисходящая линия		Восходящая линия	
	Одноантенный пользовательский терминал	Многоантенный пользовательский терминал	Одноантенный пользовательский терминал	Многоантенный пользовательский терминал
МВхОВх (на нисходящей) ОВхМВх (на восходящей)	X	X	X	X
Разнесение	X	X		X
Управление лучом	X	X		X
Пространственное мультиплексирование		X		X

Для нисходящей линии все режимы передачи за исключением режима пространственного мультиплексирования могут использоваться для одноантенных пользовательских терминалов и все режимы передачи могут использоваться для многоантенных пользовательских терминалов. Для восходящей линии все режимы передачи могут использоваться многоантенными пользовательскими терминалами, тогда как одноантенные пользовательские терминалы используют режим ОВхМВх для передачи данных одной доступной антенной. Для ОВхМВх может использоваться разнесение на приеме (т.е. прием передаваемых данных множеством приемных антенн), а также режимы управления лучом.

Система БЛВС МВхМВх может также быть спроектирована для поддержания различных других режимов передачи, что также входит в объем изобретения. Например, режим формирования луча может использоваться для передачи данных на единственной собственной моде с использованием как амплитудной, так и фазовой информации для собственной моды (вместо одной лишь фазовой информации, которая только и используется режимом управления лучом). В качестве другого примера может быть определен "неуправляемый" режим пространственного мультиплексирования, посредством чего передатчик просто передает множество потоков данных множеством передающих антенн (без какой бы то ни было пространственной обработки), а приемник выполняет пространственную обработку, необходимую для выделения и восстановления потоков данных от множества передающих антенн. В качестве еще одного примера может быть определен режим "многопользовательского" пространственного мультиплексирования, посредством чего пункт доступа передает множество потоков данных множеством передающих антенн (с пространственной обработкой) ко множеству пользовательских терминалов одновременно по нисходящей линии. В качестве еще одного примера может быть определен режим пространственного мультиплексирования, посредством чего передатчик выполняет пространственную обработку, пытаясь ортогонализировать множество потоков данных, посланных на множество передающих антенн (что может не быть полностью успешным из-за несовершенной оценки канала), а приемник выполняет необходимую пространственную обработку для выделения и восстановления потоков данных, переданных множеством передающих антенн. Таким образом, пространственная

обработкой для передачи множества потоков данных через множество пространственных каналов может выполняться (1) как в передатчике, так и в приемнике, (2) только в приемнике или (3) только в передатчике. Различные режимы пространственного мультиплексирования могут использоваться в зависимости от, к примеру, возможностей пункта доступа и пользовательских терминалов, доступной информации о состоянии канала, требований системы и т.д.

В общем, пункты доступа и пользовательские терминалы могут быть спроектированы с несколькими передающими и приемными антеннами. Для ясности, ниже описываются конкретные варианты осуществления и проекты, в соответствии с которыми каждый пункт доступа снабжен четырьмя передающими/приемными антеннами, а каждый пользовательский терминал снабжен четырьмя или меньше передающими/приемными антеннами.

## 2. МОРЧ

В варианте осуществления система БЛВС MBxMBx использует МОРЧ для эффективного разделения всей системной ширины полосы на несколько ( $N_F$ ) ортогональных поддиапазонов. Эти поддиапазоны именуются также тонами, бинами (элементами дискретизации) или частотными каналами. При МОРЧ каждый поддиапазон ассоциируется с соответствующей поднесущей, которая может быть промодулирована данными. Для системы MBxMBx, которая использует МОРЧ, каждый пространственный канал каждого поддиапазона может рассматриваться как независимый канал передачи, где комплексное усиление, связанное с каждым поддиапазоном, эффективно ограничивается по ширине полосы поддиапазона.

В варианте осуществления ширина полосы системы разделяется на 64 ортогональных поддиапазона (т.е.  $N_F=64$ ), которым назначаются индексы от -32 до +31. Из этих 64 поддиапазонов используются для данных 48 поддиапазонов (например, с индексами  $\pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$ ), 4 поддиапазона (например, с индексами  $\pm\{7, 21\}$ ) используются для пилотного сигнала и, возможно, сигнализации, поддиапазон постоянной составляющей (DC) (с индексом 0) не используется, и остальные поддиапазоны не используются и служат в качестве защитных поддиапазонов. Эта структура поддиапазонов МОРЧ описывается более подробно в документе стандарта 802.11a IEEE "Часть 11: Спецификация управления доступом к среде (MAC) беспроводной ЛВС и физического уровня (PHY): Высокоскоростной физический уровень в диапазоне 5 ГГц", сентябрь 1999, который общедоступен и включен в настоящее описание посредством ссылки. Различное число поддиапазонов и различные иные структуры поддиапазонов МОРЧ могут также воплощаться для системы БЛВС MBxMBx, что также входит в объем изобретения. Например, все 53 поддиапазона с индексами от -26 до +26 могут использоваться для передачи данных. В качестве другого примера могут использоваться 128-поддиапазонная структура, 256-поддиапазонная структура или поддиапазонная структура с каким-либо иным числом поддиапазонов. Для ясности, ниже описывается система БЛВС MBxMBx с 64-поддиапазонной структурой, описанной выше.

Для МОРЧ подлежащие передаче данные в каждом поддиапазоне сначала модулируются (т.е. осуществляется отображение символов) с помощью конкретной схемы модуляции, выбранной для использования в этом поддиапазоне. Нули соответствуют неиспользуемым поддиапазонам. Для каждого символического периода символы модуляции и нули для всех  $N_F$  поддиапазонов преобразуются во временную область с использованием обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) (IFFT) для получения преобразованного символа, который содержит  $N_F$  отсчетов во временной области. Длительность каждого преобразованного символа взаимно обратно связана с шириной полосы каждого символа. В одном конкретном проекте для системы БЛВС MBxMBx ширина полосы системы составляет 20 МГц,  $N_F=64$ , ширина полосы каждого символа составляет 312,5 кГц, а длительность каждого символа равна 3,2 мкс.

МОРЧ может обеспечить некоторые преимущества, такие как противодействие эффекту частотно-селективного замирания, которое характеризуется различным усилением канала

на различных частотах всей системной ширины полосы. Общеизвестно, что частотно-селективное замирание вызывает межсимвольную интерференцию (МСИ) (ISI), за счет которой каждый символ в принятом сигнале действует как искажение для последующих символов в принятом сигнале. Искажение МСИ ухудшает производительность, воздействуя на способность правильно детектировать принятые символы. С частотно-селективным замиранием можно бороться с помощью МОРЧ путем повторения каждого преобразованного символа (или прибавления циклического префикса к каждому преобразованному символу) для формирования соответствующего символа МОРЧ, который затем и передается.

Длина циклического префикса (т.е. значение для повторения) для каждого символа МОРЧ зависит от разброса задержек беспроводного канала. В частности, для эффективной борьбы с МСИ циклический префикс должен быть длиннее, чем максимальный ожидаемый разброс задержек для системы.

В варианте осуществления для символов МОРЧ могут использоваться циклические префиксы разных длительностей, зависящие от ожидаемого разброса задержек. Для конкретной вышеописанной системы БЛВС МВхМВых может быть выбран циклический префикс длительностью 400 мкс (8 отсчетов) или 800 мкс (16 отсчетов) для использования для символов МОРЧ. "Короткий" символ МОРЧ использует циклический префикс длительностью 400 нс и имеет длительность 3,6 кс. "Длинный" символ МОРЧ использует циклический префикс 800 кс и имеет длительность 4,0 мкс. Короткие символы МОРЧ могут использоваться, если максимальный ожидаемый разброс задержки составляет 400 мкс и менее, а длинные символы МОРЧ могут использоваться, если разброс задержек больше, чем 400 мкс. Для использования с разными транспортными каналами могут выбираться разные циклические префиксы, и циклический префикс может также выбираться динамически, как описано ниже. За счет использования, когда это возможно, более короткого циклического префикса можно повысить пропускную способность системы, поскольку большее число символов МОРЧ более короткой длительности можно передавать в заданном фиксированном временном интервале.

Система БЛВС МВхМВых может быть также спроектирована без использования МОРЧ, что также входит в объем изобретения.

### 3. Уровневая структура

Фиг.2 иллюстрирует уровневую структуру 200, которая может использоваться с системой БЛВС МВхМВых. Уровневая структура 200 включает в себя (1) приложения и протоколы верхнего уровня, которые примерно соответствуют Уровню 3 или выше в эталонной модели ISO/OSI (верхние уровни), (2) протоколы и услуги, которые соответствуют Уровню 2 (уровень линии), и (3) протоколы и услуги, которые соответствуют Уровню 1 (физический уровень).

Верхние уровни включают в себя различные приложения и протоколы, такие как услуги 212 сигнализации, услуги 214 передачи данных, услуги 214 речевой передачи, приложения схемных данных и т.д. Сигнализация обычно обеспечивается как сообщения, а данные - как пакеты. Услуги и приложения в верхних уровнях инициируют и завершают сообщения и пакеты согласно семантике и синхронизации протокола связи между пунктом доступа и пользовательским терминалом. Верхние уровни используют услуги, предоставленные Уровнем 2.

Уровень 2 поддерживает доставку сообщений и пакетов, генерируемых верхними уровнями. В варианте осуществления, показанном на фиг.2, уровень 2 включает в себя подуровень 220 управления доступом к линии (УДЛ) (LAC) и подуровень 230 управления доступом к среде передачи (УДС) (MAC). Подуровень УДЛ воплощает протокол линии передачи данных, который предусматривает правильный перенос и доставку сообщений, генерируемых верхними уровнями. Подуровень УДЛ использует услуги, предоставленные подуровнем УДС и Уровнем 1. Подуровень УДС отвечает за передачу сообщений и пакетов с использованием услуг, обеспеченных Уровнем 1. Подуровень УДС управляет доступом к ресурсам Уровня 1 посредством приложений и услуг в верхних уровнях. Подуровень УДС может включать в себя протокол 232 радиопереноса (ПРП) (RLP), являющийся механизмом

повторной передачи, который может использоваться для обеспечения более высокой надежности для пакетированных данных. Уровень 2 выдает протокольные блоки данных (ПБД) (PDU) на Уровень 1.

Уровень 1 содержит физический уровень 240 и поддерживает передачу и прием радиосигналов между пунктом доступа и пользовательским терминалом. Этот физический уровень выполняет кодирование, перемежение, модуляцию и пространственную обработку для различных транспортных каналов, используемых для отправки сообщений и пакетов, генерируемых верхними уровнями. В этом варианте осуществления физический уровень включает в себя подуровень 242 мультиплексирования, который мультиплексирует обработанные ПБД для различных транспортных каналов в надлежащий кадровый формат. Уровень 1 обеспечивает данные в блоках кадров.

Фиг. 2 показывает конкретный вариант осуществления уровневой структуры, которая может быть использована для системы БЛВС МВхМВх. Различные иные пригодные уровневые структуры могут также проектироваться и использоваться для системы БЛВС МВхМВх, это также входит в объем изобретения. Более подробно функции, выполняемые каждым уровнем, описаны ниже, где это уместно.

#### 4. Транспортные каналы

Системой БЛВС МВхМВх могут поддерживаться ряд услуг и приложений. Кроме того, для надлежащей работы системы может потребоваться передача других данных пунктом доступа или обмен данными между пунктом доступа и пользовательскими терминалами. Ряд транспортных каналов может быть определен для системы БЛВС МВхМВх для переноса разных типов данных. Таблица 3 перечисляет примерный набор транспортных каналов, а также обеспечивает краткое описание для каждого транспортного канала.

Таблица 3		Транспортные каналы	Описание
25	Вещательный канал	BSCH	Используется пунктом доступа для передачи пилот-сигнала и параметров системы к пользовательским терминалам
	Прямой канал управления	FSCH	Используется пунктом доступа для выделения ресурсов на нисходящей и восходящей линиях. Выделение ресурсов может выполняться на кадровой основе. Также используется для обеспечения подтверждения для сообщений, принятых по каналу RACH
30	Прямой канал	FCH	Используется пунктом доступа для передачи пользовательских данных к пользовательским терминалам, в том числе, эталонного (пилот) сигнала, используемого пользовательскими терминалами для оценки канала. Может также использоваться в режиме широкополосной передачи, чтобы послать сообщения и поисковые вызовы и широкополосные сообщения ко множеству пользовательских терминалов.
	Канал случайного доступа	RACH	Используется пользовательскими терминалами для получения доступа к системе и отправки коротких сообщений к пункту доступа.
35	Обратный канал	RCH	Используется пользовательскими терминалами для передачи данных к пункту доступа. Может также переносить эталонный сигнал, используемый пунктом доступа для оценки канала.

Как показано в Таблице 3, транспортные каналы нисходящей линии, используемые пунктом доступа, включают в себя BSCH, FSCH и FCH. Транспортные каналы восходящей линии, используемые пользовательскими терминалами, включают в себя RACH и RCH. Каждый из этих транспортных каналов описывается более подробно ниже.

Транспортные каналы, перечисленные в Таблице 3, представляют конкретный вариант осуществления канальной структуры, которая может быть использована для системы БЛВС МВхМВх. Меньшее число, дополнительные и (или) отличающиеся транспортные каналы могут также быть определены для использования в системе БЛВС МВхМВх. Например, некоторые функции могут поддерживаться специфичными для функции транспортными каналами (к примеру, каналами пилот-сигнала, поискового вызова, управления мощностью и каналами синхронизации). Таким образом, другие структуры каналов с различными наборами транспортных каналов могут быть определены и использоваться в системе БЛВС МВхМВх, это также входит в объем изобретения.

#### 5. Структуры кадров

Для транспортных каналов может быть определен ряд структур кадров. Конкретная структура кадров для использования в системе БЛВС МВхМВх зависит от различных факторов, таких, к примеру, как (1) используются ли одни и те же или разные полосы частот для нисходящей и восходящей линий и (2) схема мультиплексирования, используемая для мультиплексирования транспортных каналов вместе.



Если доступна только одна полоса частот, то нисходящая и восходящая линии могут передаваться в разных фазах кадра с использованием дуплексирования с временным разделением (ДВР) (TDD), как описано ниже. Если доступны две полосы частот, то нисходящая и восходящая линии могут передаваться в разных полосах частот с помощью дуплексирования с частотным разделением (ДЧР) (FDD).

Как для ДВР, так и для ДЧР транспортные каналы могут мультиплексироваться посредством мультиплексирования с временным разделением (МВР) (TDM), мультиплексирования с кодовым разделением (МКР) (CDM), мультиплексирования с частотным разделением (МЧР) (FDM) и т.д. Для МВР каждый транспортный канал назначается отличной части кадра. Для МКР транспортные каналы передаются совместно, но каждый транспортный канал формируется отличающимся кодом формирования каналов, аналогично тому, что выполняется в системе множественного доступа с кодовым разделением каналов (МДКР). Для МЧР каждый транспортный канал назначается отличающейся части полосы частот для линии.

В Таблице 4 перечислены различные структуры кадров, которые могут использоваться для переноса транспортных каналов. Каждая из этих структур кадров описана более подробно ниже. Для ясности структуры кадров описаны для набора транспортных каналов, перечисленных в Таблице 3.

Таблица 4			
Временное разделение	Совместно используемая полоса частот для нисходящей и восходящей линий		Раздельные полосы частот для нисходящей и восходящей линий
	Структура кадров ДВР-МВР		Структура кадров ДЧР-МВР
	Кодовое разделение		Структура кадров ДЧР-МКР

Фиг. 3А иллюстрирует вариант осуществления структуры 300а кадров ДВР-МВР, которая может использоваться, если единственная полоса частот используется как для нисходящей, так и для восходящей линий. Передача данных осуществляется блоками кадров ДВР. Каждый кадр ДВР может быть определен как перекрывающий конкретную временную длительность. Длительность кадра может быть выбрана на основании различных факторов, таких как, например, (1) ширина полосы рабочего диапазона, (2) ожидаемые размеры ПБД для транспортных каналов и т.д. В общем более короткие длительности кадра могут обеспечить сниженные задержки. Однако более длинные длительности кадра могут быть более эффективными, поскольку заголовки и дополнительные служебные данные могут представлять меньшую часть кадра. В конкретном варианте осуществления каждый кадр ДВР имеет длительность 2 мс.

Каждый кадр ДВР разделяется на фазу нисходящей линии и фазу восходящей линии. Фаза нисходящей линии подразделяется на три сегмента для трех транспортных каналов нисходящей линии - BCH, FCSH и FCH. Фаза восходящей линии подразделяется на два сегмента для двух транспортных каналов восходящей линии - RCH и RACH.

Сегмент для каждого транспортного канала может быть определен как имеющий фиксированную длительность или переменную длительность, которая может изменяться от кадра к кадру. В варианте осуществления сегмент BCH определяется как имеющий фиксированную длительность, а сегменты FCSH, FCH, RCH и RACH определяются как имеющие переменные длительности.

Сегмент для каждого транспортного канала может использоваться для переноса одного или более протокольных блоков данных (ПБД) для этого транспортного канала. В конкретном варианте осуществления, показанном на фиг. 3А, ПБД BCH передается в первом сегменте 310, ПБД FCSH передается во втором сегменте 320, а один или более ПБД FCH передаются в третьем сегменте 330 фазы нисходящей линии. В фазе восходящей линии один или более ПБД RCH передаются в четвертом сегменте 340, а один или более ПБД RACH передаются в пятом сегменте 350 кадра ДВР.

Структура 300а кадров представляет конкретное размещение различных транспортных каналов в кадре ДВР. Это размещение может обеспечить некоторый выигрыш, такой как сниженные задержки для передачи данных в нисходящей и восходящей линиях. BCH передается первым в кадре ДВР, поскольку он переносит параметры системы, которые

могут использоваться для ПБД остальных транспортных каналов в том же самом кадре ДВР. FCSH передается следующим, поскольку он переносит информацию назначения канала, указывающую, какой(-ие) пользовательский(-ие) терминал(-ы) назначены для приема данных нисходящей линии по прямому каналу (FCH) и какой(-ие)

5 пользовательский(-е) терминал(-ы) назначен(-ы) для передачи данных восходящей линии в обратном канале (RCH) в текущем кадре ДВР. Другие структуры кадров ДВР-MBP также могут быть определены и могут использоваться для системы БЛВС MBxMBx, что также входит в объем изобретения.

Фиг.3В иллюстрирует вариант осуществления структуры 300b кадров ДЧР-MBP, которая 10 может использоваться, если нисходящая и восходящая линии передаются с помощью двух отдельных полос частот. Данные нисходящей линии передаются в кадре 302a нисходящей линии, а данные восходящей линии передаются в кадре 302b восходящей линии. Каждый кадр нисходящей и восходящей линий может быть определен, чтобы перекрывать конкретную временную длительность (к примеру, 2 мс). Для простоты кадры нисходящей и 15 восходящей линий могут быть определены как имеющие одну и ту же длительность и могут также быть определены для выравнивания на границах кадра. Однако для нисходящей и восходящей линий могут также использоваться отличающиеся длительности кадров и (или) невыровненные (т.е. сдвинутые) границы кадра.

Как показано на фиг.3В, кадр нисходящей линии разделяется на три сегмента для трех 20 транспортных каналов нисходящей линии. Кадр восходящей линии разделяется на два сегмента для двух транспортных каналов восходящей линии. Сегмент для каждого транспортного канала может быть определен как имеющий фиксированную или переменную длительность и может использоваться для переноса одного или более ПБД для этого транспортного канала.

В конкретном варианте осуществления, показанном на фиг.3В, кадр нисходящей линии переносит ПБД VCH, ПБД FCSH и один или более ПБД FCH в сегментах 310, 320 и 330 25 соответственно. Кадр восходящей линии переносит один или более ПБД RCH и один или более ПБД RACH в сегментах 340 и 350 соответственно. Это конкретное упорядочение может обеспечить выигрыш, описанный выше (например, сниженные задержки для передачи данных). Транспортные каналы могут иметь отличные форматы ПБД, как описано 30 ниже. Другие структуры кадров ДЧР-MBP также могут быть определены и могут использоваться для системы БЛВС MBxMBx, что также входит в объем изобретения.

Фиг.3С иллюстрирует вариант осуществления структуры 300с кадров ДЧР-MKP/МЧР, 35 которая также может использоваться, если нисходящая и восходящая линии передаются с использованием отдельных полос частот. Данные нисходящей линии могут передаваться в кадре 304a нисходящей линии, а данные восходящей линии могут передаваться в кадре 304b восходящей линии. Кадры нисходящей и восходящей линий могут быть определены как имеющие одну и ту же длительность (к примеру, 2 мс) и могут выравниваться на границах кадра.

Как показано на фиг.3С, три транспортных канала нисходящей линии передаются 40 совместно в кадре нисходящей линии, а два транспортных канала восходящей линии передаются совместно в кадре восходящей линии. Для MKP транспортные каналы для каждой линии формируются с отличающимися кодами формирования каналов, которые могут быть кодами Уолша, кодами ортогонального переменного коэффициента расширения (ОПР) (OVSF), квазиортогональными функциями (КОФ) (QOF) и т.д. Для МЧР 45 транспортным каналам для каждой линии назначаются различные части полосы частот для линии. Для различных транспортных каналов в каждой линии могут также использоваться различные величины мощности передачи.

Другие структуры кадров могут быть также определены для транспортных каналов нисходящей и восходящей линий, что также входит в объем изобретения. Кроме того, 50 можно использовать различные типы структур кадров для нисходящей и восходящей линий. Например, основанная на MBP структура кадров может использоваться для нисходящей линии, а основанная на MKP структура кадров может использоваться для восходящей линии.

В нижеследующем описании предполагается, что система БЛВС МВМВМВМВ использует одну полосу частот для передачи как нисходящей, так и восходящей линии. Для ясности показанная на фиг. 3А структура кадров ДВР-MBP используется для системы БЛВС МВМВМВМВ. Для ясности далее везде описывается конкретное воплощение структуры кадров ДВР-MBP. Для этого воплощения длительность каждого кадра ДВР установлена на 2 мс, а число символов МОЧР на кадр ДВР является функцией от длины циклического префикса, используемого для символов МОЧР. ВСН имеет фиксированную длительность 80 мкс и используется для передаваемых символов МОЧР циклический префикс длительностью 800 нс. Остальная часть кадра ДВР содержит 480 символов МОЧР, если используется циклический префикс длиной 800 нс, и 533 символа МОЧР плюс 1,2 мкс избыточного времени, если используется циклический префикс длительностью 400 нс. Избыточное время может быть добавлено к охранному интервалу в конце сегмента RACH. Другие структуры кадров и другие воплощения также могут использоваться, и это входит в объем изобретения.

## II. Транспортные каналы

Транспортные каналы используются для передачи данных различных типов и могут быть классифицированы в две группы: общие транспортные каналы и выделенные транспортные каналы. Поскольку общие и выделенные транспортные каналы используются для разных целей, для этих двух групп транспортных каналов может применяться разная обработка, как более подробно описано ниже.

Общие транспортные каналы. Общие транспортные каналы включают в себя ВСН, FСCH и RACH. Эти транспортные каналы используются для передачи данных ко множеству пользовательских терминалов или для приема данных от множества пользовательских терминалов. Для улучшения надежности ВСН и FСCH передаются пунктом доступа с использованием режима разнесения. По восходящей линии RACH передается пользовательскими терминалами с использованием режима управления лучом (если он поддерживается пользовательским терминалом). ВСН работает на известной фиксированной скорости передачи, так что пользовательские терминалы могут принимать и обрабатывать ВСН без какой-либо дополнительной информации. FСCH и RACH поддерживают множество скоростей передачи, чтобы обеспечить большую эффективность. Термины "скорость передачи" или "набор скоростей передачи", как они использованы здесь, ассоциированы с конкретным кодовым режимом (или схемой кодирования) и конкретной схемой модуляции.

Выделенные транспортные каналы. Выделенные транспортные каналы включают в себя FCH и RCH. Эти транспортные каналы обычно используются для передачи специфичных пользовательских данных к конкретному пользовательскому терминалу или конкретным пользовательским терминалом. FCH и RCH могут динамически выделяться пользовательским терминалам по мере необходимости или по мере доступности. FCH (прямой канал) может также использоваться в широкополосном режиме для передачи дополнительных служебных, поисковых и широкополосных сообщений к пользовательским терминалам. В общем дополнительные служебные, поисковые и широкополосные сообщения передаются перед любыми специфичными пользовательскими данными по каналу FCH.

Фиг.4 иллюстрирует примерную передачу по каналам ВСН, FСCH, FCH, RCH и RACH на основе структуры 300а кадров ДВР-MBP. В данном варианте осуществления один ПБД 410 ВСН и один ПБД 420 FСCH передаются в сегменте 310 ВСН и сегменте 320 FСCH соответственно. Сегмент 330 FCH может использоваться для передачи одного или более ПБД 430 FCH, каждый из которых может предназначаться для конкретного пользовательского терминала или множества пользовательских терминалов. Аналогично один или более ПБД 440 RCH могут передаваться одним или более пользовательскими терминалами в сегменте 340 RCH. Начало каждого ПБД FCH/RCH указывается сдвигом FCH/RCH от конца предыдущего сегмента. Ряд ПБД 450 RACH могут передаваться в сегменте 350 RACH несколькими пользовательскими терминалами для обращения к системе и (или) передачи коротких сообщений, как описано ниже.

Для ясности транспортные каналы описываются для конкретной структуры кадров ДВР-МВР, показанной на фиг.3А и 4.

#### 1. Широковещательный канал (ВСН) - нисходящая линия

Канал ВСН используется пунктом доступа для передачи маякового пилот-сигнала, пилот-сигнала МВхМВх, и параметров системы к пользовательским терминалам. Маяковый пилот-сигнал используется пользовательскими терминалами для получения системного тактирования и частоты. Пилот-сигнал МВхМВх используется пользовательскими терминалами для оценки канала МВхМВх, образованного антеннами пункта доступа и их собственными антеннами. Маяковый сигнал и пилот-сигнал МВхМВх более подробно описаны ниже. Параметры системы определяют различные свойства передач нисходящей и восходящей линий. Например, поскольку длительности сегментов FCSH, FCH, RACH и RCH являются переменными, параметры системы, которые определяют длительность каждого из этих сегментов для текущего кадра ДВР, передаются в ВСН.

Фиг.5А иллюстрирует вариант осуществления ПБД 410 ВСН. В этом варианте осуществления ПБД 410 ВСН включает в себя часть 510 преамбулы и часть 516 сообщения. Часть 510 преамбулы включает в себя часть 512 маякового пилот-сигнала и часть 514 пилот-сигнала МВхМВх. Часть 512 содержит маяковый пилот-сигнал и имеет фиксированную длительность  $T_{CP}=8$  мкс. Часть 514 содержит пилот-сигнал МВхМВх и имеет фиксированную длительность  $T_{MP}=32$  мкс. Часть 516 содержит сообщение ВСН и имеет фиксированную длительность  $T_{BM}=40$  мкс. Длительность ПБД ВСН фиксирована на  $T_{CP} + T_{MP} + T_{BM} = 80$  мкс.

Преамбула может использоваться для передачи одного или более типов пилот-сигнала и (или) иной информации. Маяковый пилот-сигнал содержит конкретный набор символов модуляции, который передается всеми передающими антеннами. Пилот-сигнал МВхМВх содержит конкретный набор символов модуляции, который передается всеми передающими антеннами с различными ортогональными кодами, которые затем позволяют приемникам восстанавливать пилот-сигнал, переданный каждой антенной. Различные наборы символов модуляции могут использоваться для маякового пилот-сигнала и пилот-сигнала МВхМВх. Генерирование маякового пилот-сигнала и пилот-сигнала МВхМВх более подробно описано ниже.

Сообщение ВСН переносит информацию конфигурации системы. В Таблице 5 перечислены различные поля для примерного формата сообщения ВСН.

			Таблица 5 Сообщение ВСН
Названия полей/параметров	Длина (бит)	Описание	
Счетчик кадров	4	Счетчик кадров ДВР	35
Сетевой ИД	10	Сетевой идентификатор (ИД)	
ИД ПД	6	ИД пункта доступа	
Ур Пил ПД	4	Уровень передачи пункта доступа	40
Ур При ПД	3	Уровень приема пункта доступа	
Длина FCSH	6	Длительность FCSH (в единицах символов MOP4)	
Скорость FCSH	2	Скорость передачи физического уровня FCSH	45
Длина FCH	9	Длительность FCH (в единицах символов MOP4)	
Длина RCH	9	Длительность RCH (в единицах символов MOP4)	
Длина RACH	5	Длительность RACH (в единицах интервалов RACH)	50
Размер интервала RACH	2	Длительность каждого интервала RACH (в единицах символов MOP4)	
Охранный интервал RACH	2	Охранный интервал в конце RACH	
Длительность шил. префикса	1	Длительность шифрового префикса	
Страничный бит	1	"0" = сообщение поискового вызова послано по FCH "1" = не послано сообщение поискового вызова	
Широковещательный бит	1	"0" = широковещ. сообщение послано по FCH "1" = не послано широковещ. сообщения	
Бит уведомления RACH	1	"0" = уведомление RACH послано по FCH "1" = не послано уведомления RACH	
CRC	16	Значение CRC для сообщений ВСН	
Завершающие биты	6	Завершающие биты для встраиваемого кодера	
Резервирование	32	Резервировано для будущего использования	

Значение счетчика кадров может использоваться для синхронизации различных

процессов в пункте доступа и пользовательских терминалах (например, пилот-сигнал, коды скремблирования, покрывающие коды и т.д.). Счетчик кадров может быть реализован в виде 4-битового счетчика, который считает циклически. Этот счетчик получает приращение в начале каждого кадра ДВР, и значение счетчика включается в поле счетчика кадров. Поле Сетевой ИД указывает идентификатор (ИД) сети, которой принадлежит пункт доступа. Поле ИД ПД указывает ИД пункта доступа в сетевом ИД. Поля Ур Прм ПД и Ур Прм ПД указывают максимальный уровень мощности передачи и желательный уровень мощности приема в пункте доступа соответственно. Желательный уровень мощности приема может использоваться пользовательским терминалом для определения начальной мощности передачи восходящей линии.

Поля Длина FCSH, Длина FCH и Длина RCH указывают длины сегментов FCSH, FCH и RCH соответственно для текущего кадра ДВР. Длины этих сегментов задаются в единицах символов MOPЧ. Длительность символа MOPЧ для BCH установлена как 4,0 мкс. Длительность символа MOPЧ для всех остальных транспортных каналов (т.е. FCSH, FCH, RACH и RCH) является переменной и зависит от выбранного циклического префикса, который определяется полем Длительность циклического префикса. Поле скорости FCSH указывает скорость передачи, используемую для FCSH для текущего кадра ДВР.

Поле Длина RACH указывает длину сегмента RACH, которая задается в единицах интервалов RACH. Длительность каждого интервала RACH задается полем Размер интервала RACH в единицах символов MOPЧ. Поле Охраненный интервал RACH указывает величину времени между последним интервалом RACH и началом сегмента BCH для следующего кадра ДВР. Эти различные поля для RACH более подробно описаны ниже.

Бит поискового вызова и бит широковещательной передачи указывают, переданы ли в текущем кадре ДВР на FCH сообщения поискового вызова и широковещательные сообщения. Эти два бита могут устанавливаться независимо для каждого кадра ДВР. Бит уведомления RACH указывает, переданы ли по каналу FCSH в текущем кадре ДВР уведомления для ПБД, переданных по каналу RACH в предыдущих кадрах ДВР.

Поле CRC включает в себя значение CRC (циклического кода) для всего сообщения BCH. Это значение CRC может использоваться пользовательскими терминалами для определения, декодировано ли сообщение BCH конкретным образом (т.е. хорошо) или с ошибкой (т.е. скерто). Поле Завершающие биты включает в себя группу нулей, используемых для сброса сверточного кодера в известное состояние в конце сообщения BCH.

Как показано в Таблице 5, сообщение BCH включает в себя в целом 120 битов. Эти 120 битов могут передаваться символами MOPЧ с использованием обработки, более подробно описанной ниже.

Таблица 5 показывает конкретный вариант осуществления формата для сообщения BCH. Могут также определяться и использоваться иные форматы сообщения BCH с меньшим числом полей, дополнительными и (или) другими полями, и это входит в объем изобретения.

## 2. Прямой канал управления (FCSH) - нисходящая линия

В варианте осуществления пункт доступа способен выделять ресурсы для FCH (прямого канала) и RCH (обратного канала) на кадровой основе. FCSH используется пунктом доступа для передачи распределения ресурсов для FCH и RCH (т.е. назначения каналов).

Фиг. 5В иллюстрирует вариант осуществления ПБД 420 FCSH. В этом варианте осуществления ПБД FCSH включает в себя только часть 520 для сообщения FCSH. Сообщение FCSH имеет переменную длительность, которая может меняться от кадра к кадру в зависимости от величины информации планирования, переносимой по каналу FCSH для этого кадра. Длительность сообщения FCSH равна четному числу символов MOPЧ и задается полем Длина FCSH в сообщении BCH. Длительность сообщений, переданных с использованием режима разнесения (например, сообщений BCH и FCSH) задается в четном числе символов MOPЧ, потому что режим разнесения передает символы MOPЧ парами, как описано ниже.

В варианте осуществления FCSH может передаваться с использованием четырех

возможности скорости передачи. Конкретная скорость передачи для ПБД FCCN в каждом кадре DBP, указывается полем PNU Режим FCCN сообщения ВСН. Каждая скорость передачи FCCN соответствует конкретной кодовой скорости и конкретной схеме модуляции и ассоциируется далее с конкретным режимом передачи, как показано в Таблице 26.

Сообщение FCCN может включать в себя ноль, один или множество информационных элементов (ИЭ) (IE). Каждый информационный элемент может быть ассоциирован с конкретным пользовательским терминалом и может использоваться для обеспечения информации, указывающей назначение ресурсов FCH/RCH для этого пользовательского терминала. Таблица 6 перечисляет различные поля для примерного формата сообщения FCCN.

Таблица 6  
Сообщение FCCN

Названия полей/ параметров	Длина (бит)	Описание
N_ИЭ	6	Число ИЭ, включенных в сообщение FCCN
Тип ИЭ	4	ИД, назначенный пользовательскому терминалу
ИД УДС	10	ИД, назначенный пользовательскому терминалу
Поля управления	48 или 72	Поля управления для назначения каналов
Заполняющие биты	Переменные	Биты заполнения для достижения четного числа символов MOPЧ в сообщении FCCN
CRC	16	Значение CRC для сообщения FCCN
Завершающие биты	6	Завершающие биты для сверточного кодера

Поле N\_ИЭ указывает число информационных элементов, включенных в сообщение FCCN, посланное в текущем кадре DBP. Для каждого информационного элемента (ИЭ) (IE), включенного в сообщение FCCN, поле Тип ИЭ указывает конкретный тип этого ИЭ. Число типов ИЭ определяется для использования, чтобы выделять ресурсы для разных типов передач, как описано ниже.

Поле ИД УДС идентифицирует конкретный пользовательский терминал, для которого предназначен информационный элемент. Каждый пользовательский терминал регистрируется пунктом доступа в начале сеанса связи, и пункт доступа назначает ему уникальный ИД УДС. Этот ИД УДС используется, чтобы идентифицировать пользовательский терминал в процессе сеанса.

Поля управления используются для передачи информации назначения каналов для пользовательского терминала и более подробно описаны ниже. Поле битов заполнения указывает достаточное число заполняющих битов, чтобы общая длина сообщения FCCN была равна четному числу символов MOPЧ. Поле CRC FCCN включает в себя значение CRC, которое может быть использовано пользовательскими терминалами, чтобы определить, декодировано ли сообщение FCCN правильно или с ошибкой. Поле завершающих битов включает в себя нули для сброса сверточного кодера в известное состояние в конце сообщения FCCN. Некоторые из этих полей более подробно описаны ниже.

Ряд режимов передачи поддерживается системой БЛВС MBxMBx для FCH и RCH, как указано в Таблице 1. Кроме того, пользовательский терминал может быть активным или находится в режиме ожидания в процессе соединения. Таким образом, ряд типов ИЭ определены для использования при распределении ресурсов FCH/RCH для различных типов передач. В Таблице 7 перечислен примерный набор типов ИЭ.

Таблица 7  
Типы ИЭ FCCN

Тип ИЭ	Размер ИЭ (бит)	Тип ИЭ	Описание
0	48	Режим разнесения	Только режим разнесения
1	72	Режим пространственного мультиплексирования	Режим пространственного мультиплексирования - услуги переменной скорости
2	48	Свободный режим	Свободный режим - услуги переменной скорости
3	48	Уведомление RACH	Уведомление RACH - режим разнесения
4	-	Режим управления ручным	Режим управления ручным
5	15	Зарезервировано	Зарезервировано для будущего использования

Для типов ИЭ 0, 1 и 4 ресурсы выделяются конкретному пользовательскому терминалу как для FCH, так и для RCH (т.е. в паре каналов). Для ИЭ типа 2 минимальные ресурсы выделяются пользовательскому терминалу в каналах FCH и RCH, чтобы сохранять обновленную оценку линии. Примерный формат для каждого типа ИЭ описан ниже. В общем случае скорости передачи и длительности для FCH и RCH могут быть назначены пользовательским терминалам независимо.

#### А. Типы ИЭ 0, 4 - Режим разнесения - управления лучом

Типы ИЭ 0 и 4 используются для выделения ресурсов FCH/RCH для режимов разнесения и управления лучом соответственно. Для услуг с фиксированными низкими скоростями (к примеру, речевых) скорость передачи остается фиксированной в продолжение вызова. Для услуг с переменными скоростями передачи скорость может выбираться независимо для FCH и RCH. ИЭ FCH указывает местоположение ПБД в FCH и RCH, назначенных пользовательскому терминалу. В Таблице 8 перечислены различные поля примерного информационного элемента типа 0 и 4 ИЭ.

Таблица 8		
Тип 0 и 4 ИЭ FCH		
Название поля/параметр	Длина (бит)	Описание
Тип ИЭ	4	Тип ИЭ
ИД УДС	10	Временный ИД, назначенный пользовательскому терминалу
Сдвиг FCH	9	Сдвиг FCH от начала кадра ДВР (в символах MOPЧ)
Тип преамбулы FCH	2	Размер преамбулы FCH (в символах MOPЧ)
Скорость FCH	4	Скорость передачи для FCH
Сдвиг RCH	9	Сдвиг RCH от начала кадра ДВР (в символах MOPЧ)
Тип преамбулы RCH	2	Размер преамбулы RCH (в символах MOPЧ)
Скорость RCH	4	Скорость передачи для RCH
Регулировка синхрониз. RCH	2	Параметр регулирования синхронизации для RCH
Управление мощностью RCH	2	Биты управления мощностью для RCH

Поля Сдвиг FCH и RCH указывают временной сдвиг от начала текущего кадра ДВР для инициирования ПБД каналов FCH и RCH соответственно, назначенных информационным элементом. Поля Скорость FCH и RCH указывают скорости передачи для FCH и RCH, соответственно.

Поля Тип преамбулы FCH и RCH указывают размер преамбулы в ПБД для FCH и RCH соответственно. В Таблице 9 перечислены значения для полей Тип преамбулы FCH и RCH и связанные с ними размеры преамбулы.

Таблица 9		
Тип преамбулы		
Тип	Биты	Размер преамбулы
0	00	0 символов MOPЧ
1	01	1 символ MOPЧ
2	10	4 символа MOPЧ
3	11	8 символов MOPЧ

Поле Регулировка синхронизации RCH включает в себя два бита, используемых для регулировки синхронизации передачи восходящей линии от пользовательского терминала, идентифицированного полем ИД УДС. Эта регулировка синхронизации используется для снижения помех в структуре основанных на ДВР кадров (таких как один, показанный на фиг.3А), когда передачи нисходящей и восходящей линий являются дуплексными с временным разделением. В Таблице 10 перечислены значения для поля Регулировка синхронизации RCH и ассоциированные с ними действия.

Таблица 10		
Регулировка синхронизации RCH		
Биты	Описание	
00	Поддерживать текущую синхронизацию	
01	Продвинуть вперед синхронизацию передачи восходящей линии на один отсчет	
10	Задергать синхронизацию передачи восходящей линии на 1 отсчет	
11	Не используется	

Поле Управление мощностью RCH включает в себя два бита, используемые для регулировки мощности передачи в передаче восходящей линии от идентифицированного пользовательского терминала. Это управление мощностью используется для снижения помех в восходящей линии. В Таблице 11 перечислены значения для поля Управление мощностью RCH и ассоциированные с ними действия.

Таблица 11 Управление мощностью RCH	
Биты	Описание
00	Поддерживать текущую синхронизацию
01	Увеличить мощность передачи восходящей линии на $\Delta B$ , где $\Delta B$ является системным параметром
10	Уменьшить мощность передачи восходящей линии на $\Delta B$ , где $\Delta B$ является системным параметром
11	Не используется

Назначение каналов для идентифицированного пользовательского терминала может быть обеспечено различными путями. В варианте осуществления пользовательскому терминалу назначаются ресурсы FCH/RCH только для текущего кадра DBP. В другом варианте осуществления ресурсы FCH/RCH назначаются терминалу для каждого кадра DBP до тех пор, пока не произойдет отмена. В еще одном варианте осуществления ресурсы FCH/RCH назначаются пользовательскому терминалу для каждого  $n$ -ного кадра DBP, что упоминается как планирование с децимацией (прореживанием) кадров DBP. Различные типы назначения могут указываться полем Тип назначения в информационном элементе FCSH.

#### В. Тип ИЭ 1 - Режим пространственного мультиплексирования

Тип ИЭ 1 используется для выделения ресурсов FCH/RCH пользовательским терминалам с использованием режима пространственного мультиплексирования. Скорость передачи для этих пользовательских терминалов является переменной и может выбираться независимо для FCH и RCH. Таблица 12 перечисляет различные поля примерного информационного элемента Типа ИЭ 1.

Таблица 12 Тип ИЭ 1 FCSH			
Названия полей/параметров	Длина (бит)	Описание	
Тип ИЭ	4	Тип ИЭ	
ИД УРС	10	Временный ИД, назначенный пользовательскому терминалу	
Сдвиг FCH	9	Сдвиг FCH от начала кадра DBP (в символах MOP4)	
Тип преамбулы FCH	2	Размер преамбулы FCH (в символах MOP4)	
Скорость пространственного канала 1 FCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 1 FCH	
Скорость пространственного канала 2 FCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 2 FCH	
Скорость пространственного канала 3 FCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 3 FCH	
Скорость пространственного канала 4 FCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 4 FCH	
Сдвиг RCH	9	Сдвиг RCH от начала кадра DBP (в символах MOP4)	
Тип преамбулы RCH	2	Размер преамбулы RCH (в символах MOP4)	
Скорость пространственного канала 1 RCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 1 RCH	
Скорость пространственного канала 2 RCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 2 RCH	
Скорость пространственного канала 3 RCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 3 RCH	
Скорость пространственного канала 4 RCH	4	Скорость передачи для пространственного канала 4 RCH	
Регулировка синхронизации RCH	2	Параметр регулировки синхронизации для RCH	
Зарезервировано	2	Зарезервировано для будущего использования	

Для типа ИЭ 1 скорость передачи для каждого пространственного канала может выбираться независимо на FCH и RCH. Интерпретация скоростей передачи для режима пространственного мультиплексирования состоит, в общем, в том, что она может определять скорость передачи на пространственный канал (например, для пространственных каналов числом до четырех в варианте осуществления, показанном в Таблице 12). Скорость передачи задается как приходящаяся на собственную моду, если передатчик выполняет пространственную обработку для передачи данных на собственных модах. Скорость передачи задается на антенну, если передатчик просто передает данные передающими антеннами, а приемник выполняет пространственную обработку, чтобы выделить и восстановить данные (для режима пространственного мультиплексирования без управления лучом).



Информационный элемент включает в себя разрешенных пространственных каналов и нули - для не разрешенных. Пользовательские терминалы с менее чем четырьмя передающими антеннами устанавливают неиспользуемые поля Скорости пространственных каналов FCH/RCH в нуль. Поскольку пункт доступа снабжен четырьмя передающими/приемными антеннами, пользовательские терминалы с более чем четырьмя передающими антеннами могут использовать их для передачи независимых потоков данных числом до четырех.

### С. Тип ИЭ 2 - Дежурный режим

Тип ИЭ 2 используется для обеспечения информации управления для пользовательских терминалов, действующих в состоянии *Дежурного режима* (описанного ниже). В варианте осуществления, когда пользовательский терминал находится в состоянии *Дежурного режима*, управляющие векторы, используемые пунктом доступа и пользовательским терминалом для пространственной обработки, непрерывно обновляются так, что передача данных может начинаться быстро, когда она возобновляется. В Таблице 13 перечислены различные поля примерного информационного элемента типа ИЭ 2.

			Таблица 13 Тип ИЭ 2 FCSH	
Названия полей/параметров	Длина (бит)		Описания	
Тип ИЭ	4	Тип ИЭ		
ИД УДС	10	Временный ИД, назначенный пользовательскому терминалу		
Сдвиг FCH	9	Сдвиг FCH от начала кадра ДВР (в символах MOP4)		
Тип преамбулы FCH	2	Размер преамбулы FCH (в символах MOP4)		
Сдвиг RCH	9	Сдвиг RCH от начала кадра ДВР (в символах MOP4)		
Тип преамбулы RCH	2	Размер преамбулы RCH (в символах MOP4)		
Зарезервировано	12	Зарезервировано для будущего использования		

### Д. Тип ИЭ 3 - Быстрое уведомление RACH

Тип ИЭ 3 используется, чтобы обеспечить быстрое уведомление для пользовательских терминалов, пытающихся получить доступ к системе через RACH. Чтобы получить доступ к системе или послать короткое сообщение к пункту доступа, пользовательский терминал может передавать ПБД RACH по восходящей линии. После того как пользовательский терминал посылает ПБД RACH, он отслеживает BCH, чтобы найти, установлен ли бит уведомления RACH. Этот бит устанавливается пунктом доступа, если какой-либо пользовательский терминал успешно получил доступ к системе, и уведомление посылается для, по меньшей мере, одного пользовательского терминала на FCSH. Если этот бит установлен, то пользовательский терминал обрабатывает FCSH для уведомления, посланного на FCSH. Информационные элементы типа ИЭ 3 посылаются, если пункт доступа желает уведомить, что он правильно декодировал ПБД RACH от пользовательских терминалов без назначения ресурсов. Таблица 14 перечисляет разные поля примерного информационного элемента типа ИЭ 3.

			Таблица 14 Тип ИЭ 3 FCSH	
Названия полей/параметров	Длина (бит)		Описания	
Тип ИЭ	4	Тип ИЭ		
ИД УДС	10	Временный ИД, назначенный пользовательскому терминалу		
Зарезервировано	34	Зарезервировано для будущего использования		

Единственный или множество типов уведомления могут определяться и посылаться на FCSH. К примеру, могут быть определены быстрое уведомление и основанное на назначении уведомление. Быстрое уведомление может использоваться, чтобы просто уведомить, что ПБД RACH принят пунктом доступа, но что пользовательскому терминалу не назначены никакие ресурсы FCH/RCH. Основанное на назначении уведомление включает в себя назначения для FCH и (или) RCH для текущего кадра ДВР.

FCSH может воплощаться другими способами и может также передаваться различными путями. В одном варианте осуществления FCSH передается на единственной скорости передачи, которая сигнализируется в сообщении BCH. Эта скорость может выбираться, например, на основании самого низкого отношения сигнал/шум-и-помеха (С/Ш) (SNR) всех

пользовательских терминалов, для которых в текущем кадре ДВР посылаются FCSH. Разные скорости передачи могут использоваться для различных кадров ДВР в зависимости от условий канала принимающих пользовательских терминалов в каждом кадре ДВР.

В другом варианте осуществления FCSH воплощается со множеством (к примеру, 5 четырем) подканалов FCSH. Каждый подканал FCSH передается на отличной скорости и ассоциируется с различным требуемым С/Ш для восстановления этого подканала. Подканалы FCSH передаются по порядку от наименьшей скорости к наивысшей скорости передачи. Каждый подканал FCSH может передаваться или не передаваться в заданном кадре ДВР. Первый подканал FCSH (с наименьшей скоростью передачи) передается первым и может приниматься всеми пользовательскими терминалами. Этот подканал FCSH указывает, будет ли передаваться в текущем кадре ДВР каждый из остальных подканалов FCSH. Каждый пользовательский терминал может обрабатывать переданные подканалы FCSH, чтобы получить свой информационный элемент FCSH. Каждый пользовательский терминал может завершить обработку FCSH, если происходит следующее: (1) отказ декодировать текущий подканал FCSH, (2) прием своего информационного элемента FCSH в текущем подканале FCSH или (3) все переданные подканалы FCSH обработаны. Пользовательский терминал может завершить обработку FCSH, как только он сталкивается с отказом декодировать FCSH, потому что подканалы FCSH передаются с нарастающими скоростями передачи и маловероятно, чтобы пользовательский терминал смог декодировать последующие подканалы FCSH, переданные на более высоких скоростях передачи.

### 3. Канал случайного доступа (RACH) - восходящая линия

RACH используется пользовательскими терминалами для получения доступа к системе и передачи коротких сообщений к пункту доступа. Работа RACH базируется на сегментированном протоколе случайного доступа Aloha, который описан ниже.

Фиг.5С иллюстрирует вариант осуществления ПБД 450 RACH. В этом варианте осуществления ПБД RACH включает в себя часть 552 преамбулы и часть 554 сообщения. Часть 552 преамбулы может использоваться для передачи управляемого эталона (т.е. управляемый пилот-сигнал), если пользовательский терминал снабжен множеством антенн. Управляемый эталон является пилот-сигналом, состоящим из набора символов модуляции, который подвергается пространственной обработке перед передачей по восходящей линии. Пространственная обработка позволяет пилот-сигналу передаваться на конкретной собственной моде канала MBxMВых. Обработка для управляемого эталона более подробно описана ниже. Часть 552 преамбулы имеет фиксированную длительность из, по меньшей мере, 2 символов MOPЧ. Часть 554 сообщения несет сообщение RACH и имеет переменную длительность. Длительность ПБД RACH является, таким образом, переменной.

В варианте осуществления для RACH поддерживаются четыре различных скорости передачи. Конкретная скорость, используемая для каждого сообщения RACH, указывается двухбитовым индикатором скорости данных (ISD) (DRI) RACH, который встраивается в часть преамбулы ПБД RACH, как показано на фиг.5С. В варианте осуществления для RACH также поддерживаются четыре различных размера сообщения. Размер сообщения RACH указывается полем Длительность сообщения, включенным в сообщение RACH. Каждая скорость передачи RACH поддерживает 1, 2, 3 или 4 размера сообщения. В Таблице 15 перечислены четыре скорости передачи RACH, связанные с ними параметры кодирования и модуляции и размеры сообщения, поддерживаемые этими скоростями RACH.

Скорости передачи RACH				Размеры сообщения RACH (в битах и символах MOPЧ)				Таблица 15
Бит в сэмпл	Скорость кода	Модуляция	ISD	96 битов	192 бита	384 бита	768 битов	
0,25	0,25	BPSK	(1,1)	8	-	-	-	
0,5	0,5	BPSK	(1,-1)	4	8	-	-	
1	0,5	QPSK	(-1,1)	2	4	8	-	
2	0,5	16 QAM	(-1,-1)	1	2	4	8	

Сообщение RACH содержит короткие сообщения и запросы доступа от пользовательского терминала. В таблице 16 перечислены различные поля примерного

Названия полей/параметров	Размеры сообщения RACH				Описание
	95 битов	192 бита	384 бита	768 битов	
Длительность сообщения	2	2	2	2	Длительность сообщения
Тип ПБД MAC	4	4	4	4	Тип сообщения RACH
ИД УДС	10	10	10	10	ИД УДС
ИД интервала	6	6	6	6	ИД интервала ПБД
Полезная нагрузка	44	140	332	716	Информация, биты
CRC	24	24	24	24	Значение CRC для сообщения RACH
Завершающие биты	6	6	6	6	Завершающие биты

Поле Длительность сообщения указывает размер сообщения RACH. Поле Тип ПБД MAC указывает тип сообщения RACH. Поле ИД УДС содержит ИД УДС, который единственным образом идентифицирует пользовательский терминал, посылающий сообщение RACH. Во время начального доступа к системе уникальный ИД УДС не назначен пользовательскому терминалу. В этом случае регистрация ИД УДС (к примеру, конкретное значение, зарезервированное для целей регистрации) может быть включена в поле ИД УДС. Поле ИД интервала указывает управляющий интервал RACH, на котором был послан ПБД RACH (синхронизация и передача RACH описывается ниже). Поле Полезная нагрузка включает в себя информационные биты для сообщения RACH. Поле CRC содержит значение CRC для сообщения RACH, а поле Завершающие биты используется для сброса сверточного кодера для RACH. Работа RACH совместно с BCH и FACH для доступа к системе более подробно описана ниже.

RACH также может быть реализован как "быстрый" RACH (F-RACH) и "медленный" RACH (S-RACH). F-RACH и S-RACH могут быть спроектированы для эффективной поддержки пользовательских терминалов в различных рабочих состояниях. Например, F-RACH может использоваться пользовательскими терминалами, которые (1) зарегистрированы системой, (2) могут компенсировать их задержки из-за подтверждения приема (ЗПП) (RTD) путем необходимого смещения вперед синхронизации их передач и (3) достигли требуемого С/Ш для работы на F-RACH. S-RACH может использоваться пользовательскими терминалами, которые не могут по каким-либо причинам использовать F-RACH.

Для F-RACH и S-RACH могут быть использованы различные решения для облегчения быстрого доступа к системе в любое время и минимизации количества ресурсов системы, необходимых для реализации случайного доступа. Например, F-RACH может использовать более короткий ПБД, применять более слабую схему кодирования, требовать, чтобы ПБД поступали приблизительно согласованными по времени в пункт доступа, и использовать сегментированную схему случайного доступа Aloha. S-RACH может использовать более длинный ПБД, применять более сильную схему кодирования, позволять ПБД S-RACH поступать в пункт доступа не совмещенными во времени и использовать несегментированную схему случайного доступа Aloha.

Для простоты ниже следующее описание предполагает, что для системы БЛВС МВхМВхх используется единственный канал RACH.

#### 4. Прямой канал (FCH) - нисходящая линия

FCH используется пунктом доступа, чтобы передавать специфические пользовательские данные конкретному пользовательскому терминалу и сообщения поискового вызова/широковещательные сообщения множеству пользовательских терминалов. FCH может также использоваться для передачи пилот-сигнала к пользовательским терминалам. FCH может выделяться на покдровой основе. Обеспечивается ряд типов ПБД FCH с учетом различных применений канала FCH. В Таблице 17 перечислен набор типов ПБД FCH.

Код		Тип ПБД FCH	Описание
0	Только сообщение		Широковещательное/сообщение поискового вызова/услуги/пользователя FCH
1	Сообщение и пилот		Сообщение пользователя FCH

Тип 0 ПБД FCH используется для передачи поисковые/широковещательные сообщения и пользовательские сообщения/пакеты на FCH и включает в себя только сообщения/пакеты. (Данные для конкретного пользовательского терминала могут быть посланы в качестве сообщения или пакета, и эти два термина используются здесь взаимозаменяемым образом). Тип 1 ПБД FCH используется для передачи пользовательских пакетов и включает в себя преамбулу. Тип 2 ПБД FCH включает в себя только преамбулу, не имеет сообщения/пакета и связан с трафиком FCH в состоянии *Ожидания*.

Фиг.5D иллюстрирует вариант осуществления ПБД 430a FCH для Типа 0 ПБД FCH. В данном варианте осуществления ПБД 430a FCH включает в себя только часть 534a сообщения для поискового/широковещательного сообщения или пользовательского пакета. Сообщение/пакет могут иметь переменную длину, которая задается полем Длина сообщения FCH в ПБД FCH. Длина сообщения задается целым числом кадров PDU (описанных ниже). Скорость и режим передачи для сообщения поискового вызова/широковещательного сообщения определены и описаны ниже. Скорость и режим передачи для пользовательского пакета определены в ассоциированном информационном элементе канала FCSH.

Фиг.5E иллюстрирует вариант осуществления ПБД 430b FCH для Типа 1 ПБД FCH. В этом варианте осуществления ПБД 430b FCH включает в себя часть 532b преамбулы и часть 534b сообщения/пакета. Часть 532b преамбулы используется для передачи пилот-сигнала MBxMBv или управляемого эталона и имеет переменную длину, которая определяется полем Тип преамбулы FCH в ассоциированном информационном элементе канала FCSH. Часть 534b используется для передачи пакета FCH и также имеет переменную длину (в целом числе кадров PDU), которая определяется полем Длина сообщения FCH в ПБД FCH. Пакет FCH передается с использованием скорости и режима передачи, определяемых ассоциированным информационным элементом канала FCSH.

Фиг.5F иллюстрирует вариант осуществления ПБД 430c FCH для Типа 2 ПБД FCH. В этом варианте осуществления ПБД 430c FCH включает в себя только часть 532c преамбулы и не имеет части сообщения. Длина части преамбулы указывает посредством ИЭ FCSH. Тип 2 ПБД FCH может использоваться для обеспечения возможности пользовательскому терминалу обновлять свою оценку канала в состоянии *Ожидания*.

Предусмотрено несколько типов сообщения FCSH с учетом различных использований канала FCH. В Таблице 18 перечислен примерный набор типов сообщений FCH.

Таблица 18 Типы сообщений FCH		
Код	Тип ПБД FCH	Описание
0	Сообщение поискового вызова	Сообщение поискового вызова - режим разнесения, скорость = 0,25 бит в сек/Гц
1	Широковещательное сообщение	Широковещательное сообщение - режим разнесения, скор. = 0,25 бит в сек/Гц
2	Пользовательский пакет	Работа выделенного канала - специфичный для пользовательского терминала ПБД, скорость определена в FCSH
3-15	Зарезервированы	Зарезервированы для будущего использования

Сообщение поискового вызова может использоваться для поискового вызова множества пользовательских терминалов и передается с использованием Типа 0 ПБД FCH. Если Бит поискового вызова в сообщении BCH установлен, то один или более ПБД с сообщениями поискового вызова (или "ПБД поискового вызова") передаются сначала по каналу FCH. В одном и том же кадре может быть послано множество ПБД поискового вызова, которые передаются с использованием режима разнесения и самой низкой скорости передачи 0,25 бит в сек/Гц, чтобы увеличить вероятность правильного приема пользовательскими терминалами.

Широковещательное сообщение может использоваться для передачи информации ко множеству пользовательских терминалов, и передается с использованием Типа 0 ПБД FCH. Если Бит широковещательной передачи в сообщении BCH установлен, то один или более ПБД FCH с широковещательными сообщениями (или "широковещательные ПБД") посылаются по каналу FCH сразу вслед за ПБД поискового вызова, переданными по каналу

FSCH. Широковещательные ПБД также передаются с использованием режима разнесения и самой низкой скорости передачи 0,25 бит в сек/Гц, чтобы увеличить вероятность правильного приема.

Пользовательский пакет может использоваться для передачи конкретных пользовательских данных и может передаваться с использованием Типа 1 или 2 ПБД FCH. Тип 1 или 2 ПБД FCH передаются по каналу FCH вслед за любыми ПБД поискового вызова и широковещательными ПБД, переданными по каналу FCH. Каждый пользовательский ПБД может передаваться с использованием режима разнесения, управления лучом или пространственного мультиплексирования. Информационные элементы FCH определяют скорость и режим передачи, используемые для каждого пользовательского ПБД, переданного по каналу FCH.

Сообщение или пакет, переданные по каналу FCH, содержат целое число кадров PHU. В варианте осуществления и как описано ниже, каждый кадр PHU может включать в себя значение CRC для проверки отдельных кадров PHU в ПБД FCH и при необходимости для передачи их повторно. Для синхронных услуг может применяться RLP для сегментации, повторной передачи и повторной сборки кадров PHU в заданном ПБД FCH. В другом варианте осуществления значение CRC обеспечивается для каждого сообщения или пакета вместо каждого кадра PHU.

Фиг.6 иллюстрирует вариант осуществления структуры для пакета 534 FCH. Пакет FCH содержит целое число кадров 610 PHU. Каждый кадр PHU включает в себя поле 622 полезной нагрузки, поле 624 CRC и поле 626 завершающих битов. Первый кадр PHU для пакета FCH включает в себя поле 620 заголовка, которое указывает тип и длительность сообщения. Последний кадр PHU в пакете FCH включает в себя поле 628 пустого бита, которое содержит нулевые биты заполнения в конце полезной нагрузки для заполнения последнего кадра PHU. В варианте осуществления каждый кадр PHU содержит 6 символов MOPЧ. Число битов, включенных в каждый кадр PHU, зависит от скорости передачи, используемой для этого кадра FCH.

В Таблице 19 перечислены различные поля для примерного формата ПБД FCH для Типов 0 и 1 ПБД FCH.

				Таблица 19 Формат ПБД FCH	
		Названия полей/параметров	Длина (биты)	Описание	
Первый кадр PHU		Тип сообщения FCH	4	Тип сообщения FCH	
		Длина сообщения FCH	16	Число битов в ПБД FCH	
		Полезная нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
Каждый средний кадр PHU		Завершающие биты	6	Завершающие биты для светочного кадра	
		Полезная нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
Последний кадр PHU		Завершающие биты	6	Завершающие биты для светочного кадра	
		Полезная нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		Пустые биты	16	Пустые биты для заполнения кадра PHU	
Пустые биты		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
		Завершающие биты	6	Завершающие биты для светочного кадра	

Поля Тип сообщения FCH и Длина сообщения FCH передаются в заголовке первого кадра PHU в ПБД FCH. Поля полезной нагрузки, CRC и завершающих битов включаются в каждый кадр PHU. Часть полезной нагрузки каждого ПБД FCH содержит информационные биты для сообщения поискового вызова/широковещательного сообщения или конкретного пользовательского пакета. Пустые биты используются для заполнения последнего кадра PHU в ПБД FCH, если требуется.

Кадр PHU может быть также определен для включения иного числа символов MOPЧ (например, одного, двух, четырех, восьми и т.д.). Кадр PHU может быть определен четным числом символов MOPЧ, потому что символы MOPЧ передаются парами в режиме разнесения, что можно использовать для FCH и RCH. Размер кадра PHU может выбираться на основании ожидаемого трафика для повышения эффективности. В частности, если размер кадра слишком велик, то снижение эффективности обуславливается

использованием большого кадра PHU для передачи малого объема данных. Альтернативно, если размер кадра слишком мал, то служебная информация представляет большую часть кадра.

## 5. Обратный канал (RCH) – восходящая линия

RCH используется пользовательскими терминалами для передачи данных восходящей линии и пилот-сигнал к пункту доступа. RCH может выделяться на каждый кадр ДВР. Один или более пользовательских терминалов могут назначаться для передачи по каналу RCH в любом заданном кадре ДВР. Предусмотрено несколько типов ПБД RCH с учетом различных рабочих режимов в канале RCH. В Таблице 20 перечислен примерный набор типов ПБД RCH.

Таблица 20 Типы ПБД RCH		
Код	Тип ПБД RCH	Описание
0	Только сообщение	Пользовательское сообщение RCH, без преамбулы
1	Сообщение и преамбула, не в состоянии Ожидания	Пользовательское сообщение RCH с преамбулой
2	Сообщение и преамбула, состояние Ожидания	Сообщение в состоянии Ожидания RCH с преамбулой

Тип 0 ПБД RCH используется для передачи сообщения/пакета по каналу RCH и не включает в себя преамбулу. Тип 1 ПБД RCH используется для передачи сообщения/пакета и включает в себя преамбулу. Тип 2 ПБД RCH включает в себя преамбулу и короткое сообщение и связан с трафиком канала RCH в состоянии *Ожидания*.

Фиг.5D иллюстрирует вариант осуществления ПБД RCH для Типа 0 ПБД RCH. В этом варианте осуществления ПБД RCH включает в себя только часть 534a сообщения для пакета RCH переменной длины с заданным целым числом кадров PHU полем Длина сообщения RCH в ПБД RCH. Скорость и режим передачи для пакета RCH определены в ассоциированном информационном элементе канала FCSH.

Фиг.5E иллюстрирует вариант осуществления ПБД RCH для Типа 1 ПБД RCH. В этом варианте осуществления ПБД RCH включает в себя часть 532b преамбулы и пакетную часть 534b. Часть 532b преамбулы используется для передачи эталона (к примеру, пилот-сигнала MBxMBвы или управляемого эталона) и имеет переменную длину, которая определяется полем Тип преамбулы RCH в ассоциированном информационном элементе канала FCSH. Часть 534b используется для передачи пакета RCH и тоже имеет переменную длину, которая определяется полем Длина сообщения RCH в ПБД RCH. Пакет RCH передается с использованием скорости и режима передачи, определенного в ассоциированном информационном элементе канала FCSH.

Фиг.5G иллюстрирует вариант осуществления ПБД RCH для Типа 2 ПБД RCH. В этом варианте осуществления ПБД RCH включает в себя часть 532d преамбулы и часть 536d сообщения. Часть 532d преамбулы используется для передачи эталона и имеет длину 1, 4 или 8 символов MOPЧ. Часть 536d используется для передачи короткого сообщения RCH и имеет фиксированную длину в один символ MOPЧ. Короткое сообщение RCH передается с использованием конкретных скорости и режима передачи (например, скорость 1/2 или скорость 1/4 и модуляция DФМн).

Пакет, переданный по каналу RCH, (для Типов 0 и 1 ПБД) содержит целое число кадров PHU. Структура для пакета RCH (для Типов 0 и 1 ПБД) показана на фиг.6 и является той же самой, что и для пакета FCH. Пакет RCH содержит целое число кадров 610 PHU. Каждый кадр PHU включает в себя поле 622 полезной нагрузки, факультативное поле 624 CRC и поле 626 завершающих битов. Первый кадр PHU в пакете RCH включает в себя поле 620 заголовка, а последний кадр PHU в пакете включает в себя поле 628 пустых битов.

В Таблице 21 перечислены различные поля для примерного формата ПБД RCH для Типов 0 и 1 ПБД RCH.

Таблица 21 Формат ПБД RCH (Типы 0 и 1 ПБД)		
Названия полей/параметров	Длина (биты)	Описание

5	Первый кадр PHU	Тип сообщения RCH	4	Тип сообщения RCH	
		Длина сообщения RCH	16	Число битов в ПБД RCH	
		Индикатор скорости FCH	16	Указывает максимальную скорость для каждого пространственного канала на FCH	
		Пользовательская нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
10	Каждый средний кадр PHU	Завершающие биты	6	Завершающие биты для сверточного кодера	
		Пользовательская нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
		Завершающие биты	6	Завершающие биты для сверточного кодера	
		Пользовательская нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
15	Последний кадр PHU	Пользовательская нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	
		Пустые биты	Переменная	Пустые биты для заполнения кадра PHU	
		CRC	16	Значение CRC для кадра PHU (дополнительно)	
		Завершающие биты	6	Завершающие биты для сверточного кодера	
		Пользовательская нагрузка	Переменная	Биты полезной нагрузки	

Поля Тип сообщения RCH, Длина сообщения RCH и Индикатор скорости FCH передаются в заголовке первого кадра PHU в ПБД RCH. Поле Индикатор скорости FCH используется для передачи информации скорости FCH (к примеру, максимальные скорости передачи, поддерживаемые каждым из пространственных каналов) к пункту доступа.

В Таблице 22 перечислены различные поля для примерного формата ПБД RCH для Типа 2 ПБД RCH.

Названия полей/параметров		Длина (биты)	Описание
Индикатор скорости FCH	16	Указывает максимальную скорость для каждого пространственного канала на FCH	
Запрос RCH	1	Запрос пользовательского терминала послать дополнительные данные	
Зарезервировано	1	Зарезервировано для будущего использования	
Завершающие биты	6	Завершающие биты для сверточного кодера	

Поле Запрос RCH используется пользовательским терминалом для запроса дополнительной пропускной способности в восходящей линии. Это короткое сообщение RCH не включает в себя CRC и передается в единственном символе MOPCH.

#### 6. Активность выделенного канала

Передача данных по каналам FCH и RCH может происходить независимо. В зависимости от режимов передачи, выбранных для использования FCH и RCH, один или множество пространственных каналов (для режимов управления лучом и разнесения) могут быть активными и использоваться для передачи данных для каждого выделенного транспортного канала. Каждый пространственный канал может быть связан с конкретной скоростью передачи.

Когда только FCH или только RCH имеет все четыре скорости передачи, установленных на нуль, пользовательский терминал находится в состоянии ожидания на этой линии. Терминал в состоянии ожидания все же передает ПБД *Ожидания* по каналу RCH. Когда и FCH, и RCH имеют все четыре скорости передачи, установленные на нуль, то как пункт доступа, так и пользовательский терминал выключены и не осуществляют передачи. Пользовательские терминалы с менее чем четырьмя передающими антеннами устанавливают поля неиспользуемых скоростей передачи на нуль. Пользовательские терминалы с более чем четырьмя передающими антеннами используют не более четырех пространственных каналов для передачи данных. Таблица 23 показывает состояние передачи и активность канала, когда скорости передачи во всех четырех пространственных каналах каждого из FCH или RCH (или обоих) установлены на нуль.

Скорости FCH		Скорости RCH	Активность канала	Состояние передачи
По меньшей мере одна скорость на FCH $\neq 0$		По меньшей мере одна скорость по каналу FCH и RCH активны	FCH и RCH активны	FCH и/или RCH передают
По меньшей мере одна скорость на FCH $\neq 0$		Все скорости по каналу RCH = 0	FCH активен, RCH в состоянии ожидания	
Все скорости на FCH = 0		По меньшей мере одна скорость по каналу FCH и RCH активны	FCH и RCH активны	
Все скорости на FCH = 0		Все скорости по каналу RCH = 0	FCH и RCH выключены	Нет передач

Может также иметь место ситуация, когда и FCH, и RCH находятся в состоянии ожидания (т.е. не передают данные), но все же передают преамбулу. Это определяется как состояние *Ожидания*. Поля управления, используемые для поддержания пользовательского терминала в состоянии *Ожидания*, предусмотрены в информационном элементе Типа 2 ИЭ канала FCSH, который показан в Таблице 13.

#### 7. Альтернативные схемы

Для ясности для приведенной в качестве примера схемы описаны конкретные типы ПБД, структуры ПБД, форматы сообщений и т.д. Для использования также могут быть определены меньшее их количество, дополнительные и (или) различные типы, что также

#### III. Поддиапазонные структуры МОРЧ

В вышеприведенном описании одна и та же поддиапазонная структура МОРЧ используется для всех транспортных каналов. Улучшенная эффективность может быть достигнута путем использования различных поддиапазонных структур МОРЧ для различных транспортных каналов. Например, для некоторых транспортных каналов может использоваться 64-поддиапазонная структура, для других транспортных каналов может использоваться 256-поддиапазонная структура и т.д. Кроме того, множество поддиапазонных структур МОРЧ может использоваться для заданного транспортного канала.

Для заданной ширины  $W$  полосы частот системы длительность символа МОРЧ зависит от полного числа поддиапазонов. Если полное число поддиапазонов равно  $N$ , то длительность каждого преобразованного символа (без циклического префикса) равна  $N/W$  мкс (если  $W$  задано в МГц). Циклический префикс добавляется к каждому преобразованному символу, чтобы образовать соответствующий символ МОРЧ. Длина циклического префикса определяется ожидаемым расширением задержки в системе. Циклический префикс представляет служебную информацию, которая необходима для каждого символа МОРЧ для обработки частотно-селективного канала. Эта служебная информация представляет большую долю символа МОРЧ, если этот символ короткий, и меньшую долю, если символ длинный.

Поскольку различные транспортные каналы связаны с различными типами данных трафика, подходящая поддиапазонная структура МОРЧ может быть выбрана для использования для каждого транспортного канала, чтобы согласовать с ожидаемым типом данных трафика. Если ожидается, что будет передаваться большой объем данных в заданном транспортном канале, то может быть определена большая поддиапазонная структура для использования для транспортного канала. В этом случае циклический префикс будет представлять меньшую долю символа МОРЧ и можно достичь большей эффективности. Наоборот, если ожидается, что будет передаваться малый объем данных в заданном транспортном канале, то может быть определена меньшая поддиапазонная структура для использования для транспортного канала. В этом случае, даже если циклический префикс представляет большую долю символа МОРЧ, большая эффективность может быть все же достигнута снижением величины излишней пропускной способности путем использования символа МОРЧ меньшего размера. Символ МОРЧ может, таким образом, рассматриваться как "контейнер", который используется для передачи данных, причем "контейнер" должного размера может быть выбран для каждого транспортного канала в зависимости от объема данных, ожидаемых для передачи.

К примеру, для описанного выше варианта осуществления данные на FCH и RCH передаются в кадрах PHY, каждый из которых содержит 6 символов МОРЧ. В этом случае для использования для FCH и RCH может быть определена другая структура МОРЧ. Например, для FCH и RCH может быть определена 256-поддиапазонная структура. "Большой" символ МОРЧ для 256-поддиапазонной структуры будет приблизительно в четыре раза длиннее "малого" символа МОРЧ для 64-поддиапазонной структуры, но будет иметь в четыре раза большую способность переноса данных. Однако для одного большого символа МОРЧ необходим только один циклический префикс, тогда как для эквивалентных четырех малых символов МОРЧ необходимо четыре циклических префикса. Таким образом, объем



служебной информации для циклических префиксов может быть снижен на 75% использованием большей 256-поддиапазонной структуры.

Эта концепция может быть расширена, чтобы для одного и того же транспортного канала можно было использовать различные поддиапазонные структуры МОРЧ. Например, RCH поддерживает различные типы ПБД, каждый из которых может быть ассоциирован с определенным размером. В этом случае большая поддиапазонная структура может быть использована для типа ПБД RCH большего размера, и меньшая поддиапазонная структура может использоваться для типа ПБД RCH меньшего размера. Сочетание различных поддиапазонных структур может также использоваться для заданного ПБД. К примеру, если один длинный символ МОРЧ эквивалентен четырем коротким символам МОРЧ, то ПБД можно передавать с использованием  $N_{\text{больш}}$  больших символов МОРЧ и  $N_{\text{мал}}$  малых символов МОРЧ, где  $N_{\text{больш}} \geq 0$  и  $3 \geq N_{\text{мал}} \geq 0$ .

Различные поддиапазонные структуры МОРЧ ассоциируются с символами МОРЧ различных длин. Таким образом, если различные поддиапазонные структуры МОРЧ используются для различных транспортных каналов (и (или) для одного и того же транспортного канала), то необходимо определить сдвиги FCH и RCH для ПБД FCH и RCH с надлежащим временным разрешением, которое меньше, чем период символа МОРЧ. В частности, приращение времени для ПБД FCH и RCH может быть задано в целых числах длины циклического префикса вместо периода символа МОРЧ.

#### IV. Скорости и режимы передачи

Транспортные каналы, описанные выше, используются для передачи различных типов данных для различных услуг и функций. Каждый транспортный канал может проектироваться для поддержки одной или более скоростей и одного или более режимов передачи.

##### 1. Режимы передачи

Для транспортных каналов поддерживаются несколько режимов передачи. Каждый режим передачи ассоциируется с конкретной пространственной обработкой в передатчике и приемнике, как описано ниже. В таблице 24 перечислены режимы передачи, поддерживаемые каждым из транспортных каналов.

Транспортные каналы	Режимы передачи				Таблица 24 Простр. мультиплес.
	Обх./Вых.	Разнесение	Прд	Управление лучом	
BSCH	-	X	-	-	-
FSCH	-	X	-	-	-
RACH	X	-	X	-	-
FCH	-	X	X	X	X
RCH	X	X	X	X	X

Для режима разнесения каждый символ данных передается с избыточностью посредством множества антенн, множества поддиапазонов, множества периодов символов или их сочетаний для реализации пространственного, частотного и (или) временного разнесения. Для режима управления лучом для передачи данных используется единственный пространственный канал (обычно наилучший пространственный канал), и каждый символ данных передается в единственном пространственном канале с использованием полной мощности передачи, доступной для передающих антенн. Для режима пространственного мультиплексирования множество пространственных каналов используются для передачи данных, и каждый символ данных передается на одном пространственном канале, причем пространственный канал может соответствовать собственной моде, передающей антенне и т.д. Режим управления лучом может рассматриваться как специальный случай режима пространственного мультиплексирования, причем для передачи данных используется только один пространственный канал.

Режим разнесения может использоваться для общих транспортных каналов (BSCH и FSCH) для нисходящей линии от пункта доступа к пользовательским терминалам. Режим разнесения может также использоваться для выделенных транспортных каналов (FCH и

RCH). Использование режима разнесения в каналах FCH и RCH может быть согласовано при установлении вызова. Режим разнесения передает данные в одном "пространственном канале" с использованием пары антенн для каждого поддиапазона.

Режим управления лучом может применяться в канале RACH пользовательскими терминалами со множеством передающих антенн. Пользовательский терминал может оценивать канал MBxMBx на основании пилот-сигнала MBxMBx, посланного по каналу BCH. Эта оценка канала может затем использоваться для выполнения управления лучом в канале RACH для обращений к системе. Режим управления лучом может также использоваться для выделенных транспортных каналов (FCH и RCH). Режим управления лучом может обеспечивать более высокое отношение принимаемого сигнала к шуму и помехам (С/Ш) в приемнике, чем режим разнесения за счет использования усиления антенной решетки в передатчике. Помимо этого часть преамбулы ПБД может быть снижена, поскольку управляемый эталон включает в себя только символы для единственной "управляемой" антенны. Режим разнесения также может использоваться для канала RACH.

Режим пространственного мультиплексирования может использоваться для каналов FCH и RCH, чтобы достичь более высокой пропускной способности, поддерживаемой канальными условиями. Режимы пространственного мультиплексирования и управления лучом являются управляемыми эталоном и требуют управления в замкнутом контуре для правильной работы. По существу пользовательскому терминалу выделяются ресурсы как в FCH, так и в RCH, чтобы поддерживать режим пространственного мультиплексирования. В каналах FCH и RCH может поддерживаться до четырех пространственных каналов (ограничено числом антенн в пункте доступа).

## 2. Кодирование и модуляция

Ряд различных скоростей передачи поддерживаются для транспортных каналов. Каждая скорость ассоциируется с конкретной скоростью кодирования и конкретной схемой модуляции, что совместно проявляется в конкретной спектральной эффективности (или скорости передачи данных). Таблица 25 перечисляет различные скорости передачи, поддерживаемые системой.

Таблица 25					
Слово скорости	Спектральная эффективность (бит/с/Гц)	Кодовая скорость	Схема модуляции	Информация, биты/символ	Кодовые биты/символ
0000	0,0	-	отсутствует	-	-
0001	0,25	1/4	BPSK	12	48
0010	0,5	1/2	BPSK	24	48
0011	1,0	1/2	QPSK	48	96
0100	1,5	3/4	QPSK	72	96
0101	2,0	1/2	16 QAM	96	192
0110	2,5	5/8	16 QAM	120	192
0111	3,0	3/4	16 QAM	144	192
1000	3,5	7/12	64 QAM	168	288
1001	4,0	2/3	64 QAM	192	288
1010	4,5	3/4	64 QAM	216	288
1011	5,0	5/6	64 QAM	240	288
1100	5,5	11/16	256 QAM	264	384
1101	6,0	3/4	256 QAM	288	384
1110	6,5	13/16	256 QAM	312	384
1111	7,0	7/8	256 QAM	336	384

Каждый общий транспортный канал поддерживает одну или более скоростей передачи и один режим передачи (или, возможно, более, как в случае канала RACH). BCH передается на фиксированной скорости с использованием режима разнесения. FCH может передаваться на одной из возможных скоростей, как указывается полем Режим Phy FCH в сообщении BCH, с использованием режима разнесения. В одном варианте осуществления RACH может передаваться на одной из возможных скоростей, как указывается ISD RACH, встроенном в преамбулу ПБД RACH, и каждое сообщение RACH имеет один из четырех возможных размеров. В другом варианте осуществления RACH передается на

единственной скорости. В Таблице 26 перечислены параметры кодирования, модуляции и передачи и размеры сообщений, поддерживаемые каждым транспортным каналом.

	Транспортный канал	Спектр. эффективность (бит в сек/Гц)	Скорость кодирования	Таблица 26 Параметры для общих транспортных каналов			Размер сообщения
				Схема модуляции	Режим передачи	Размер сообщения	
5	RCH	0,25	1/4	BPSK	Разнесение	120 битов	10 симв. MOPЧ
	FCCH	0,25	1/4	BPSK	Разнесение	Перем.	Перем.
	"	0,5	1/2	BPSK	Разнесение	Перем.	Перем.
	"	1,0	1/2	QPSK	Разнесение	Перем.	Перем.
10	"	2,0	1/2	16 QAM	Разнесение	Перем.	Перем.
	RACH	0,25	1/4	BPSK	Управление лучом	96	8
	"	0,5	1/2	BPSK	Управление лучом	96, 192	4, 8
	"	1,0	1/2	QPSK	Управление лучом	96, 192, 384	2, 4, 8
15	"	2,0	1/2	16 QAM	Управление лучом	96, 192, 384, 768	1, 2, 4, 8

Сообщение FCCH является переменным по размеру и задается четным числом символов MOPЧ.

FCCH и RCH поддерживают все скорости, перечисленные в Таблице 25. В Таблице 27 перечислены параметры кодирования, модуляции и передачи и размеры сообщений, поддерживаемые FCCH и RCH.

	Таблица 27 Параметры для FCCH и RCH							
	Размер кадра PDU				Размер кадра PDU			
25	Биты кода				Символы модуляц.			
	Символы модуляц.				Символы MOPЧ			
30	0,25A	1/4	BPSK	72	72	144	288	6
	0,5	1/2	BPSK	144	144	288	288	6
	1,0	1/2	QPSK	288	288	576	288	6
	1,5	3/4	QPSK	432	144	576	288	6
	2,0	1/2	16 QAM	576	576	1152	288	6
	2,5	5/8	16 QAM	720	432	1152	288	6
	3,0	3/4	16 QAM	864	288	1152	288	6
	3,5	7/12	64 QAM	1008	720	1728	288	6
	4,0	2/3	64 QAM	1152	576	1728	288	6
	4,5	3/4	64 QAM	1296	432	1728	288	6
35	5,0	5/6	64 QAM	1440	288	1728	288	6
	5,5	11/16	256 QAM	1584	720	2304	288	6
	6,0	3/4	256 QAM	1728	576	2304	288	6
	6,5	13/16	256 QAM	1872	432	2304	288	6
	7,0	7/8	256 QAM	2016	288	2304	288	6

Замечание A: каждый бит кода со скоростью 1/2 повторяется в двух поддиапазонах для получения эффективной кодовой скорости 1/4. Биты четности представляют избыточные биты, введенные кодированием, и используются приемником для исправления ошибок.

Размер кадра PDU в Таблице 27 указывает число кодовых битов, символов модуляции и символов MOPЧ для каждого кадра PDU. Если для передачи данных используется 48 поддиапазонов данных, то каждый символ MOPЧ включает в себя 48 символов модуляции. Для режимов разнесения и управления лучом передается один поток символов и размер кадра PDU соответствует единственной скорости передачи, применяемой для этого потока символов. Для режима пространственного мультиплексирования множество потоков символов может передаваться в множестве пространственных каналов и общий размер кадра PDU находится суммированием размеров кадров PDU для отдельных пространственных каналов. Размер кадра PDU для каждого пространственного канала определяется скоростью, используемой для этого пространственного канала.

В качестве примера предположим, что канал MBxMBy способен поддерживать четыре пространственных канала, работающих при спектральных эффективностях 0,5, 1,5, 4,5 и

5,5 Гц бит в сек/Гц. Четыре скорости передачи, выбранные для четырех пространственных каналов, будут соответствовать показанным в Таблице 28.

Индекс пространственного канала	Спектр. эффективность (бит в сек/Гц)	Таблица 28 Примерная передача с пространственным мультиплексированием				Размер кадра PDU		
		Кодовая скорость	Схема модуляции	Полная нагрузка (биты/кадр PDU)	Биты кадра модуляции	Символы модуляции	Символы MOPC	Символы MOPC
1	0,5	1/2	BPSK	144	288	288	6	
2	1,5	3/4	QPSK	432	576	288	6	
3	4,5	3/4	64 QAM	1296	1728	288	6	
4	5,5	11/16	256 QAM	1584	2304	288	6	

Общий размер кадра PDU составляет тогда  $144+432+1296+1584=3456$  информационных битов или  $288+576+1728+2304=4896$  кодовых битов. Даже хотя каждый из четырех пространственных каналов поддерживает различное число битов полезной нагрузки, общий кадр PDU может передаваться в 6 символах MOPC (к примеру, 24 мкс, предполагая по 4 мкс на символ MOPC).

#### V. Обработка физического уровня

Фиг. 7 показывает блок-схему варианта осуществления пункта 110х доступа и двух пользовательских терминалов 120х и 120у с системой БЛВС МВхМВхх.

В нисходящей линии связи в пункте 110х доступа передающий (ПРД) (TX) процессор 710 данных принимает данные трафика (т.е. информационные биты) от источника 708 данных и сигнализацию и иную информацию от контроллера 730 и, возможно, планировщика 734. Эти различные типы данных могут передаваться в разных транспортных каналах. ПРД процессор 710 данных "кадрирует" данные (если необходимо), скремблирует кадрированные/некадрированные данные, кодирует скремблированные данные, перемежает (т.е. перепорядочивает) кодированные данные и отображает перемеженные данные на символы модуляции. Для простоты термин "символ данных" относится к символу модуляции для данных трафика, а термин "пилотный символ" относится к символу модуляции для пилот-сигнала. Скремблирование рандомизирует биты данных. Кодирование увеличивает надежность передачи данных. Перемежение обеспечивает временное, частотное и (или) пространственное разнесение для кодовых битов. Скремблирование, кодирование и модуляция могут выполняться на основе управляющих сигналов, обеспечиваемых контроллером 730, и более подробно описаны ниже. ПРД процессор 710 данных обеспечивает поток символов модуляции для каждого пространственного канала, используемого для передачи данных.

ПРД пространственный процессор 720 принимает один или более потоков символов модуляции от ПРД процессора 710 данных и выполняет пространственную обработку символов модуляции для получения четырех потоков передаваемых символов, по одному потоку на каждую передающую антенну. Пространственная обработка более подробно описана ниже.

Каждый модулятор (МОД) (MOD) 722 принимает и обрабатывает соответствующий поток передаваемых символов, чтобы обеспечить соответствующий поток символов MOPC. Каждый поток символов MOPC обрабатывается далее, чтобы обеспечить соответствующий модулированный сигнал нисходящей линии. Четыре модулированных сигнала нисходящей линии от модулятора 722а-722d передаются затем четырьмя антеннами 724а-724d соответственно.

В каждом пользовательском терминале 120 одна из множества антенн 752 принимает передаваемые модулированные сигналы нисходящей линии и каждая приемная антенна подает принятый сигнал на соответствующий демодулятор (ДЕМОД) (DEMOD) 754. Каждый демодулятор 754 выполняет обработку, комплементарную обработке, выполняемой модулятором 722, и выдает принятые символы. Приемный (ПРМ) (RX) пространственный процессор 760 затем выполняет пространственную обработку принятых символов от всех демодуляторов 754 для получения восстановленных символов, которые являются оценками символов модуляции, переданных пунктом доступа.

ПРМ процессор 770 данных принимает и демультимплексирует восстановленные символы

в их соответствующие транспортные каналы. Для восстановленных символов для каждого транспортного канала может осуществляться посимвольное обращенное отображение, обратное переименование, декодирование и дескремблирование для получения декодированных данных для этого транспортного канала. Декодированные данные для каждого транспортного канала могут включать в себя восстановленные пакетированные данные, сообщения, сигнализацию и т.д., которые подаются на приемник 772 данных и (или) контроллер 780 для дальнейшей обработки.

Обработка пунктом 110 доступа и терминалом 120 для нисходящей линии более подробно описана ниже. Обработка для восходящей линии может быть той же самой или отличной от обработки для нисходящей линии.

Для нисходящей линии в каждом активном пользовательском терминале 120 PPM пространственный процессор 760 оценивает нисходящую линию для получения информации состояния канала (ИСК) (CSI). ИСК может включать в себя оценки канальных откликов, отношения С/Ш для принятого сигнала и т.д. PPM процессор 770 данных может также обеспечивать статус пакета/кадра, принятого по нисходящей линии. Контроллер 780 принимает информацию состояния канала и статус пакета/кадра и определяет информацию обратной связи, подлежащую передаче назад в пункт доступа. Эта информация обратной связи обрабатывается PRD процессором 790 данных и PRD пространственным процессором 792 (если он имеется), преобразуется одним или более модуляторами 754 и передается одной или более антеннами 752 назад в пункт доступа.

В пункте 110 доступа переданный(-е) сигнал(ы) восходящей линии принимаются антеннами 724, демодулируются демодуляторами 722 и обрабатываются PPM пространственным процессором 740 и PPM процессором 742 данных комплементарным образом по отношению к тому, что выполнялось в пользовательском терминале. Восстановленная информация обратной связи подается затем на контроллер 730 и планировщик 734.

Планировщик 734 использует информацию обратной связи для выполнения ряда функций, таких как (1) выбор набора пользовательских терминалов для передачи данных по нисходящей и восходящей линии, (2) выбор скорости(-ей) и режима передачи для каждого выбранного пользовательского терминала и (3) назначение доступных ресурсов FCH/RCH для выбранных терминалов. Планировщик 734 и (или) контроллер 730 используют далее информацию (например, управления векторами), полученную из передачи восходящей линии для обработки передачи нисходящей линии, как более подробно описано ниже.

Ряд режимов передачи поддерживается для передачи данных по нисходящей и восходящей линии. Обработка для каждого из этих режимов передачи более подробно описана ниже.

#### **1. Режим разнесения - обработка передачи**

Фиг.8А показывает блок-схему варианта осуществления передающего блока 800 для выполнения обработки передачи для режима разнесения. Передающий блок 800 может использоваться для передающей части пункта доступа и пользовательского терминала.

В PRD процессоре 71-а данных блок 808 формирования кадров "кадрирует" данные для каждого пакета, подлежащего передаче по каналам FCH и RCH. Для остальных транспортных каналов кадрирование выполнять не нужно. Кадрирование может выполняться, как иллюстрируется на фиг.6, чтобы генерировать один или более кадров PHU для каждого пользовательского пакета. Скремблер 810 затем скремблирует кадрированные/некадрированные данные для каждого транспортного канала для рандомизации данных.

Кодер 812 принимает и кодирует скремблированные данные в соответствии с выбранной схемой кодирования, чтобы обеспечить кодовые биты. Блок 814 повторения/прореживания затем повторяет или прореживает (т.е. стирает) некоторые из кодовых битов, чтобы получить желательную кодовую скорость. В варианте осуществления кодер 812 является двоичным сверточным кодером со скоростью 1/2 и длиной ограничения 7. Кодовая скорость 1/4 может быть получена повторением каждого кодового бита один раз. Кодовые скорости

больше, чем 1/2 могут быть сгруппированы в один или несколько битов из кодера 812. Конкретная конструкция кадрирующего блока 808, скремблера 810, кодера 812 и блока 814 повторения/прореживания описана ниже.

Переमेжитель 818 затем переменяет (т.е. перепорядочивает) кодовые биты из блока 814 на основании выбранной схемы перемены. В варианте осуществления каждая группа из следующих друг за другом подлежащих передаче кодовых битов в заданном пространственном канале расширяется по 48 поддиапазонам передачи данных (или поддиапазонам данных), чтобы обеспечить разнесение по частоте. Переменение более подробно описано ниже.

Блок 820 посимвольного отображения затем отображает перемененные данные в соответствии с конкретной схемой модуляции для получения символов модуляции. Как показано в Таблице 26, для режима разнесения могут использоваться BPSK, 4 QAM или 16 QAM в зависимости от выбранной скорости передачи. В режиме разнесения одна и та же схема модуляции используется для всех поддиапазонов данных. Посимвольное отображение может достигаться (1) группированием наборов из В битов для формирования В-битовых значений, где  $B \geq 1$ , и (2) отображением каждого В-битового значения для точки в группе сигналов, соответствующей выбранной схеме модуляции. Каждая отображенная сигнальная точка является комплексным значением и соответствует символу модуляции. Блок 820 посимвольного отображения обеспечивает поток символов модуляции к ПРД процессору 720а разнесения.

В варианте осуществления режим разнесения использует пространственно-временное разнесение передачи (ПВРП) (STTD) для двойного разнесения передачи по поддиапазонам. ПВРП поддерживает одновременную передачу независимых символьных потоков двумя передающими антеннами при поддержании ортогональности в приемнике.

Схема ПВРП работает следующим образом. Предположим, что два символа модуляции, обозначенные как  $s_1$  и  $s_2$ , подлежат передаче в заданном поддиапазоне. Передатчик генерирует два вектора  $\underline{x}_1 = [s_1, s_2]^T$  и  $\underline{x}_2 = [s_1^*, -s_2^*]^T$ , где "\*" обозначает сопряженное значение, а "T" означает транспонирование. Каждый вектор включает в себя два элемента, которые подлежат передаче двумя передающими антеннами в одном символьном периоде. (Т.е. вектор  $\underline{x}_1$  передается двумя антеннами в первый символьный период, а вектор  $\underline{x}_2$  передается двумя антеннами в следующий символьный период).

Если приемник снабжен единственной приемной антенной, то принятые символы могут быть выражены как:

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad \text{И} \quad \text{Уравнение (1)}$$

$$r_2 = h_1^* s_1^* - h_2^* s_2^* + n_2$$

где  $r_1$  и  $r_2$  являются двумя символами, принятыми в приемнике в двух следующих друг за другом символьных периодах;

$h_1$  и  $h_2$  являются коэффициентами усиления трассы от двух передающих антенн к приемной антенне для рассматриваемого поддиапазона, причем усиления трассы предполагаются постоянными по поддиапазону и статическими по двухсимвольному периоду; и

$n_1$  и  $n_2$  являются шумами, связанными с двумя принятыми символами  $r_1$  и  $r_2$  соответственно.

Приемник может затем получить оценки двух переданных символов  $s_1$  и  $s_2$  следующим образом:

$$\hat{s}_1 = \frac{h_1^* r_1 - h_2^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 - h_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \quad \text{И} \quad \text{Уравнение (2)}$$

$$\hat{s}_2 = \frac{h_2^* r_1 + h_1^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_2^* n_1 + h_1^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}.$$

Алгоритм можно генерировать два вектора  $\underline{s}_1 = [s_1 - s_2]^T$  и

$\underline{s}_2 = [s_2 \ s_1]^T$  и передавать эти два вектора последовательно в двух символьных

5 периодах двумя передающими антеннами. Принятые символы могут затем быть выражены как:

$$r_1 = h_1 s_1 - h_2 s_2^* + n_1 \quad \text{и}$$

$$r_2 = h_1 s_2 + h_2 s_1^* + n_2.$$

10 Приемник может затем получить оценки из двух переданных символов следующим образом:

$$\hat{s}_1 = \frac{h_1^* r_1 + h_2^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 + h_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \quad \text{и}$$

$$15 \quad \hat{s}_2 = \frac{-h_2^* r_1 + h_1^* r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_1^* n_2 - h_2^* n_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2}.$$

Вышеприведенное описание может быть расширено для системы БЛВС МВхМВых с двумя или более передающими антеннами,  $M_R$  приемными антеннами и множеством поддиапазонов. Две передающих антенны используются для любого заданного поддиапазона. Предположим, что два символа модуляции, обозначенных

20 как  $s_1(k)$  и  $s_2(k)$ , подлежат передаче на заданном поддиапазоне  $k$ . Передатчик генерирует два вектора  $\underline{s}_1(k) = [s_1(k) \ s_2(k)]^T$  и  $\underline{s}_2(k) = [s_2^*(k) \ -s_1^*(k)]^T$ , или, эквивалентно, два набора

25 символов  $\{x_i(k)\} = \{s_1(k) \ s_2^*(k)\}$  и  $\{x_j(k)\} = \{s_2(k) \ -s_1^*(k)\}$ . Каждый набор символов включает в себя два элемента, которые подлежат передаче последовательно в двух символьных периодах соответствующей передающей антенной в поддиапазоне  $k$  (т.е. набор символов  $\{x_i(k)\}$  передается в поддиапазоне  $k$  из антенны  $i$  в двух символьных периодах, а набор  $\{x_j(k)\}$  символов передается в поддиапазоне  $k$  антенной  $j$  в том же самом двухсимвольном периоде).

Векторы принятых символов в приемных антеннах в двух символьных периодах могут быть выражены как:

$$35 \quad \underline{r}_1(k) = \underline{h}_1(k)s_1(k) + \underline{h}_2(k)s_2^*(k) + \underline{n}_1(k) \quad \text{и}$$

$$\underline{r}_2(k) = \underline{h}_1(k)s_2(k) - \underline{h}_2(k)s_1^*(k) + \underline{n}_2(k)$$

где  $\underline{r}_1(k)$  и  $\underline{r}_2(k)$  являются двумя символьными векторами, принятыми в двух следующих друг за другом символьных периодах на поддиапазоне  $k$  в приемнике, причем каждый вектор включает в себя  $N_R$  принятых символов для  $N_R$  приемных антенн;

40  $\underline{h}_1(k)$  и  $\underline{h}_2(k)$  являются векторами коэффициентов усиления трассы от двух передающих антенн  $i$  и  $j$  к  $N_R$  приемным антеннам для поддиапазона  $k$ , причем каждый вектор включает в себя усиления каналов от связанной с ним передающей антенны к каждой из  $N_R$  приемных антенн, где усиления трассы предполагаются постоянными по поддиапазону и статистически за двухсимвольный период; и

45  $\underline{n}_1(k)$  и  $\underline{n}_2(k)$  являются шумовыми векторами, связанными с двумя принятыми векторами  $\underline{r}_1(k)$  и  $\underline{r}_2(k)$  соответственно.

Приемник может затем выделить оценки двух переданных символов  $s_1(k)$  и  $s_2(k)$  следующим образом:

50

$$\hat{s}_1(k) = \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{r}_1(k) - \mathbf{r}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} = s_1(k) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{n}_1(k) - \mathbf{n}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} \quad \text{и}$$

$$\hat{s}_2(k) = \frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H(k)\mathbf{r}_1(k) + \mathbf{r}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} = s_2(k) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H(k)\mathbf{n}_1(k) + \mathbf{n}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2}.$$

Альтернативно передатчик может генерировать два набора  $\{\mathbf{x}_i(k)\} = \{\mathbf{s}_1(k) \quad \mathbf{s}_2(k)\}$  и  $\{\mathbf{x}_j(k)\} = \{-\mathbf{s}_1^*(k) \quad \mathbf{s}_1^*(k)\}$  символов и передавать эти наборы символов двумя

10 передающими антеннами  $i$  и  $j$ . Векторы принятых символов могут тогда быть выражены как:

$$\mathbf{r}_1(k) = \hat{\mathbf{h}}_1(k)s_1(k) + \hat{\mathbf{h}}_2(k)s_2(k) + \mathbf{n}_1(k) \quad \text{и}$$

$$\mathbf{r}_2(k) = \hat{\mathbf{h}}_1(k)s_2^*(k) - \hat{\mathbf{h}}_2(k)s_1^*(k) + \mathbf{n}_2(k)$$

15 Приемник может затем выделить оценки двух переданных символов следующим образом:

$$\hat{s}_1(k) = \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{r}_1(k) + \mathbf{r}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} = s_1(k) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H(k)\mathbf{n}_1(k) + \mathbf{n}_2^H(k)\hat{\mathbf{h}}_1(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} \quad \text{и}$$

$$\hat{s}_2(k) = \frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H(k)\mathbf{r}_2(k) - \mathbf{r}_1^H(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2} = s_2(k) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H(k)\mathbf{n}_2(k) - \mathbf{n}_1^H(k)\hat{\mathbf{h}}_2(k)}{\|\hat{\mathbf{h}}_1(k)\|^2 + \|\hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2}.$$

Схема ПБРП описана в работе S.M. Alamouti "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications" ("Простой метод разнесения передачи для беспроводной связи"), IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, October 1998, pp. 1451-1458. Схема ПБРП описывается также в патентной заявке США № 09/737.602 на "Способ и систему для повышения эффективности по ширине полосы в каналах со множеством входов и множеством выходов", поданной 5 января 2001, и в патентной заявке США № 10/179.439 на "Режимы передачи с разнесением для систем связи MBxMВых МОРЧ", поданной 24 июня 2002.

Схема ПБРП эффективно передает один символ модуляции на поддиапазон двумя передающими антеннами в каждом символическом периоде. Однако эта схема ПБРП 35 распределяет информацию в каждом символе модуляции по двум следующим друг за другом символам МОРЧ. Таким образом, восстановление символа в приемнике выполняется на основании двух следующих друг за другом принятых символов МОРЧ.

Схема ПБРП использует одну пару передающих антенн для каждого поддиапазона данных. Поскольку пункт доступа включает в себя четыре передающих антенны, каждая антенна может выбираться для использования для половины из 48 поддиапазонов данных. В Таблице 29 перечислены примерные схемы назначения поддиапазонов-антенн для схемы ПБРП.

Индекс поддиапазона	ПРД антенны	Битовый индекс	Индекс поддиапазона	ПРД антенны	Битовый индекс	Индекс поддиапазона	ПРД антенны	Битовый индекс	Индекс поддиапазона	ПРД антенны	Битовый индекс
-	-	-	-13	1,2	26	1	3,4	1	15	1,2	33
-26	1,2	0	-12	3,4	32	2	1,2	7	16	2,4	36
-25	3,4	6	-11	1,1	38	3	2,4	13	17	1,3	45
-24	1,3	12	-10	2,4	44	4	1,3	19	18	2,3	5
-23	2,4	18	-9	1,4	4	5	2,3	25	19	1,4	11
-22	1,4	24	-8	2,3	10	6	1,4	31	20	3,4	17
-21	1	P0	-7	2	P1	7	3	P2	21	4	P3
-20	2,3	30	-6	1,2	16	8	3,4	37	22	1,2	23
-19	1,2	36	-5	3,4	22	9	1,2	43	23	2,4	26
-18	3,4	42	-4	1,3	28	10	2,4	3	24	1,3	35
-17	1,3	2	-3	2,4	34	11	1,3	9	25	2,3	41
-16	2,4	8	-2	1,4	40	12	2,3	15	26	1,4	47
-15	1,4	14	-1	2,3	46	13	1,4	21	-	-	-
-14	2,3	20	0	-	-	14	3,4	27	-	-	-



Как показано в Таблице 29, передающие антенны 1 и 2 используются для поддиапазонов с индексами -26, -19, -13 и т.д., передающие антенны 2 и 4 используются для поддиапазонов с индексами -25, -18, -12 и т.д., передающие антенны 1 и 3 используются для поддиапазонов с индексами -24, -17, -11 и т.д. Имеется шесть разных антенных пар для четырех передающих антенн. Каждая из шести антенных пар используется для 8 поддиапазонов, которые распределены приблизительно равномерно по 48 поддиапазнам данных. Пары антенн назначаются для поддиапазонов так, что различные антенны используются в смежных поддиапазонах, что может обеспечить большее частотное и пространственное разнесение. Например, антенны 1 и 2 используются для поддиапазона -26, а антенны 3 и 4 используются для поддиапазона -25.

Назначение поддиапазонов-антенн в Таблице 29 таково, что четыре передающих антенны используются для каждого кодового бита для наиминишей скорости передачи 1/4, что может максимизировать пространственное разнесение. Для скорости 1/4 каждый кодовый бит повторяется и передается в двух поддиапазонах (такие называются кодированием с двойным повторением поддиапазонов). Два поддиапазона, используемые для каждого кодового бита, отображаются в разные антенные пары, чтобы все четыре антенны использовались для передачи этого кодового бита. К примеру, битовые индексы 0 и 1 в Таблице 29 соответствуют одному и тому же кодовому биту для режима разнесения, где бит с индексом 0 передается антеннами 1 и 2 в поддиапазоне -26, а бит с индексом 1 передается антеннами 3 и 4 в поддиапазоне 1. В качестве другого примера битовые индексы 2 и 3 в Таблице 29 соответствуют одному и тому же кодовому биту, где бит с индексом 2 передается антеннами 1 и 3 в поддиапазоне -17, а бит с индексом 3 передается антеннами 2 и 4 в поддиапазоне 10.

Система может поддерживать другие схемы разнесения передачи, и это входит в объем изобретения. Например, система может поддерживать пространственно-частотное разнесение передачи (ПЧРП) (SFTD), которое может обеспечивать пространственное и частотное разнесение на основе пар поддиапазонов. Примерная схема ПЧРП работает следующим образом. Предположим, что два символа модуляции, обозначенные как  $s^{(k)}$  и  $s^{(k+1)}$ , генерируются и отображаются на два смежных поддиапазона символа МОРЧ. Для ПЧРП передатчик будет передавать символы  $s^{(k)}$  и  $s^{(k+1)}$  двумя антеннами в поддиапазоне  $k$  и будет передавать символы  $s^{(k+1)}$  и  $s^{(k)}$  теми же самыми двумя антеннами в поддиапазоне  $k+1$ . Смежные поддиапазоны используются для пары символов модуляции, потому что каналный отклик предполагается постоянным для передачи этих двух пар символов. Обработка в приемнике для восстановления символов модуляции является той же самой, что и для схемы ПБРП, за исключением того, что обрабатываются принятые символы для двух поддиапазонов вместо двух символьных периодов МОРЧ.

Фиг. 8В показывает блок-схему варианта осуществления ПРД процессора 720а разнесения, реализующего схему ПБРП для режима разнесения.

В ПРД процессоре 720а разнесения демультимплексор 832 принимает и демультимплексирует поток символов  $s^{(n)}$  модуляции из ПРД процессора 710а данных в 48 подпотоков, обозначенных как  $s_1^{(n)}$  -  $s_{48}^{(n)}$ , для 48 поддиапазонов данных. Каждый поток символов модуляции для каждого символьного периода включает в себя один символ модуляции, который соответствует скорости передачи символов  $(T_{\text{МОРЧ}})^{-1}$ , где  $T_{\text{МОРЧ}}$  представляет собой длительность одного символа МОРЧ. Каждый поток символов модуляции подается на соответствующий ПРД процессор 840 поддиапазонного разнесения.

В каждом ПРД процессоре 840 поддиапазонного разнесения демультимплексор 842 демультимплексирует символы демодуляции для поддиапазона в две символьных последовательности, причем каждая последовательность имеет скорость передачи символов  $(2T_{\text{МОРЧ}})^{-1}$ . Пространственно-временной кодер принимает две последовательности символов модуляции и для каждого двухсимвольного периода использует два символа  $s_1$  и  $s_2$  в двух последовательностях, чтобы сформировать два символьных набора  $\{x_1\} = \{s_1, s_2^*\}$  и  $\{x_2\} = \{s_2, -s_1^*\}$  для двух передающих антенн. Каждый

набор символов включает в себя два символа, по одному символу от каждой из двух последовательностей. Набор  $\{x_i\}$  символов генерируется путем обеспечения символа  $x_1$  первым, а символа  $x_2^*$  следующим, где  $x_1$  получается через переключатель 856a, а  $x_2^*$  получается взятием сопряженной величины от  $x_2$  блоком 852a и задержкой сопряженного символа на один символичный период блоком 854a задержки. Аналогично набор  $\{x_i\}$  символов генерируется путем обеспечения символа  $x_2$  первым, а символа  $-x_1^*$  следующим, где  $x_1$  получается посредством переключателя 856b, а  $-x_2^*$  получается взятием отрицательной сопряженной величины от  $x_2$  блоком 852b и задержкой отрицательного сопряженного символа на один символичный период блоком 854b задержки. Два набора  $\{x_i\}$  и  $\{x_i^*\}$  символов подлежат передаче двумя антеннами  $i$  и  $j$  назначенными поддиапазону, как указывается в Таблице 29. Пространственно-временной код 850 обеспечивает первый набор  $\{x_i\} - \{x_i^*\}$  символов в буфер/мультиплексор 870 для первой передающей антенны  $i$ , а второй набор  $\{x_i^*\} - \{x_i\}$  символов в другой буфер/мультиплексор 870 для второй передающей антенны  $j$ . Два символа, обеспеченные пространственно-временным кодером 850 для каждого символического периода, называются символами ПВРП.

Буферы/мультиплексоры 870a-870d используются для буферизации и мультиплексирования символов ПВРП от всех процессоров 840 разнесения. Каждый буфер/мультиплексор 870 принимает пилотные символы и символы ПВРП от соответствующих ПРД процессоров 840 поддиапазонного разнесения, как определяется Таблицей 29. Например, буфер/мультиплексор 870a принимает символы модуляции для поддиапазонов -26, -24, -22, -19 и т.д. (т.е. всех поддиапазонов, отображенных в антенну 1), буфер/мультиплексор 870b принимает символы модуляции для поддиапазонов -26, -23, -20, -19 и т.д. (т.е. всех поддиапазонов, отображенных в антенну 2), буфер/мультиплексор 870c принимает символы модуляции для поддиапазонов -25, -24, -20, -18 и т.д. (т.е. всех поддиапазонов, отображенных в антенну 3), а буфер/мультиплексор 870d принимает символы модуляции для поддиапазонов -25, -23, -22, -18 и т.д. (т.е. всех поддиапазонов, отображенных в антенну 4).

Каждый буфер/мультиплексор 870 затем для каждого символического периода мультиплексирует четыре пилот-сигнала, 24 символа ПВРП и 36 нулей для четырех пилотных поддиапазонов, 24 поддиапазона данных и 36 неиспользуемых поддиапазонов, соответственно для формирования последовательности из 64 передаваемых символов для всех 64 поддиапазонов. Хотя имеется 48 поддиапазонов, только 24 поддиапазона используются для каждой передающей антенны для режима разнесения, и эффективное полное число неиспользуемых поддиапазонов для каждой антенны будет, таким образом, 36 вместо 12. Каждый переданный символ является комплексным значением (которое может быть нулем для неиспользуемого поддиапазона), которое посылается в одном поддиапазоне в одном символическом периоде. Каждый буфер/мультиплексор 870 подает поток символов  $x_i(n)$  для одной передающей антенны. Каждый поток символов передачи содержит конкатенированные последовательности из 64 символов передачи, по одной последовательности для каждого символического периода. Согласно фиг.8А, ПРД процессор 720a разнесения обеспечивает четыре потока передаваемых символов,  $x_1(n) - x_4(n)$ , для четырех модуляторов 722a-722d МОРЧ.

Фиг.8С показывает блок-схему варианта осуществления модулятора 722x МОРЧ, который может использоваться для каждого из модуляторов 722a-722d МОРЧ на фиг.8А. В модуляторе 722x блок 852 обратного быстрого преобразования Фурье принимает поток передаваемых символов  $x_i(n)$  и преобразует каждую последовательность из 64 передаваемых символов в ее представление во временной области (которое называется преобразованным символом) с использованием 64-точечного обратного быстрого преобразования Фурье. Каждый преобразованный символ содержит 64 отсчетов во временной области, соответствующих 64 полным поддиапазонам.

Для каждого преобразованного символа генератор 854 циклического префикса повторяет часть преобразованного символа для формирования соответствующего символа МОРЧ. Как отмечено выше, может использоваться одна из двух различных длин циклического префикса. Циклический префикс для ВСН фиксирован и равен 800 нс. Циклический префикс для всех остальных транспортных каналов может выбираться (либо 400 нс, либо 800 нс) и указывается полем Длительность циклического префикса в сообщении ВСН. Для системы с шириной полосы 20 МГц, периодом дискретизации 50 нс и 64 поддиапазонами каждый преобразованный символ имеет длительность либо 3,6 мс, либо 4,0 мс в зависимости от того, используется ли для символа МОРЧ циклический признак длиной 400 нс или 800 нс.

Фиг. 8D иллюстрирует символ МОРЧ. Символ МОРЧ состоит из двух частей: циклического префикса, имеющего длительность 400 или 800 нс (8 или 16 отсчетов), и преобразованного символа с длительностью 3,2 мс (64 отсчета). Циклический префикс является копией последних 8 или 16 отсчетов (т.е. циклическим продолжением) преобразованного символа и вводится перед преобразованным символом. Циклический префикс гарантирует, что символ МОРЧ сохраняет свое свойство ортогональности при наличии разброса многолучевой задержки, благодаря чему улучшается функционирование при вредных эффектах трассы, таких как многолучевое распространение и дисперсия каналов, вызываемые частотно-селективными замираниями.

Генератор 854 циклического префикса подает поток символов МОРЧ к передатчику 856 (ПРДК) (TMTR). Передатчик 856 преобразует поток символов МОРЧ в один или более аналоговых сигналов и затем усиливает, фильтрует и преобразует с повышением частоты аналоговые сигналы для формирования модулированного сигнала, пригодного для передачи соответствующей антенной.

Сигнал базовой полосы для символа МОРЧ может быть выражен как:

$$x_n(t) = \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} c_n(k) \Psi_n(k, t), \quad \text{Уравнение (3)}$$

где  $l$  обозначает символьный период (т.е. индекс символа МОРЧ);

$k$  обозначает индекс поддиапазона;

$N_{ST}$  является числом поддиапазонов пилот-сигнала и данных;

$c_n(k)$  обозначает символ, переданный на поддиапазоне  $k$  символьного периода  $l$ ; и

$$\Psi_n(k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi\Delta f (1-T_{CP}-nt_s)} & , \text{ для } nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \\ 0 & , \text{ в ином случае} \end{cases} \quad \text{Уравнение (4)}$$

где  $T_{CP}$  является длительностью циклического префикса;

$T_s$  есть длительность символа МОРЧ; и

$\Delta f$  есть ширина полосы частот каждого поддиапазона.

## 2. Режим пространственного мультиплексирования - обработка передачи

Фиг. 9A показывает блок-схему передающего блока 900, обеспечивающего обработку передачи для режима пространственного мультиплексирования. Блок 900 передачи представляет собой другой вариант осуществления передающей части пункта доступа и пользовательского терминала. Для режима пространственного мультиплексирования вновь предположим, что доступны четыре передающих антенны и четыре приемных антенны, данные могут передаваться в пространственных каналах числом до четырех. Для каждого пространственного канала может использоваться отличающаяся скорость передачи в зависимости от пропускной способности передачи. Каждая скорость передачи может ассоциироваться с конкретной кодовой скоростью и схемой модуляции, как показано в Таблице 25. В нижеследующем описании предполагается, что  $N_s$  пространственных каналов выбираются для использования для передачи данных, где  $N_s \leq N_{ST} \leq \min\{N_T, N_R\}$ .

В ПРД процессоре 710b данных блок 808 формирования кадров кадрирует данные для каждого пакета FCH/RCH для генерации одного или более кадров РНУ для пакета. Каждый кадр РНУ включает в себя несколько битов данных, которые могут передаваться во всех

$N_s$  пространственных каналов в 6 символах МОРЧ. Скремблер 810 скремблирует данные для каждого транспортного канала. Кодер 812 принимает и кодирует скремблированные данные в соответствии с выбранной схемой кодирования для получения кодовых битов. В варианте осуществления используется общая кодирующая схема, чтобы кодировать данные для всех  $N_s$  пространственных каналов, а разные кодовые скорости для разных каналов получаются прореживанием кодовых битов разными прореживающими шаблонами. Блок 814 прореживания тем самым прореживает кодовые биты, чтобы получить желательную кодовую скорость для каждого пространственного канала. Прореживание для режима пространственного мультиплексирования более подробно описано ниже.

Демультимплексор 816 принимает и демультимплексирует кодовые биты из блока 814 прореживания для получения  $N_s$  потоков кодовых битов для  $N_s$  пространственных каналов, выбранных для использования. Каждый поток кодовых битов подается на соответствующий перемежитель 818, который перемежает кодовые биты в потоке по 48 поддиапазонам данных. Кодирование и перемежение для режима пространственного мультиплексирования более подробно описано ниже. Перемеженные данные из каждого перемежителя 818 подаются на соответствующий блок 820 посимвольного отображения.

В режиме пространственного мультиплексирования для четырех пространственных каналов может использоваться до четырех разных скоростей передачи в зависимости от отношения С/Ш для принятого сигнала, полученного для этих пространственных каналов. Каждая скорость ассоциируется с конкретной схемой модуляции, как показано в Таблице 25. Каждый блок 820 посимвольного отображения отображает перемеженные данные в соответствии с конкретной схемой модуляции, выбранной для ассоциированного пространственного канала, чтобы получить символы модуляции. Если все четыре пространственных канала выбраны для использования, то блоки 820a-820d посимвольного отображения обеспечивают четыре потока символов модуляции для четырех пространственных каналов к ПРД пространственному процессору 720b.

ПРД пространственный процессор 720b выполняет пространственную обработку для режима пространственного мультиплексирования. Для простоты, нижеследующее описание предполагает, что для передачи данных используются четыре передающих антенны, четыре приемных антенны и 48 поддиапазонов данных. Индексы поддиапазонов данных задаются набором  $K$ , где  $K = \pm\{1, \dots, 6, 8, \dots, 20, 22, \dots, 26\}$  для описанной выше структуры поддиапазонов МОРЧ.

Модель для системы МВхМВых-МОРЧ может быть выражена как:

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (5)}$$

где  $\mathbf{r}(k)$  является "принятым" вектором с четырьмя составляющими для символов, принятых четырьмя приемными антеннами для поддиапазона  $k$  (т.е.

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ r_3(k) \ r_4(k)]^T$$

$\mathbf{x}(k)$  является "переданным" вектором четырьмя составляющими для четырех символов, переданных четырьмя передающими антеннами для поддиапазона  $k$  (т.е.

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ x_4(k)]^T$$

$\mathbf{H}(k)$  - матрица канальных откликов размером  $(N_r \times N_t)$  для поддиапазона  $k$ ; и

$\mathbf{n}(k)$  - вектор аддитивного белого Гауссовского шума (АБГШ) (AWGN) для поддиапазона  $k$ .

Предполагается, что шумовой вектор  $\mathbf{n}(k)$  имеет компоненты с нулевым средним и ковариационной матрицей  $\mathbf{A}_n = \sigma^2 \mathbf{I}$ , где  $\mathbf{I}$  - единичная матрица,  $\sigma^2$  - дисперсия шума.

Матрица  $\mathbf{H}(k)$  канальных откликов для поддиапазона  $k$  может быть выражена как:

$$\underline{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & h_{1,2}(k) & h_{1,3}(k) & h_{1,4}(k) \\ h_{2,1}(k) & h_{2,2}(k) & h_{2,3}(k) & h_{2,4}(k) \\ h_{3,1}(k) & h_{3,2}(k) & h_{3,3}(k) & h_{3,4}(k) \\ h_{4,1}(k) & h_{4,2}(k) & h_{4,3}(k) & h_{4,4}(k) \end{bmatrix}, \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (6)}$$

где составляющая  $h_{i,j}(k)$ , для  $i \in \{1,2,3,4\}$  и  $j \in \{1,2,3,4\}$ , представляет собой связь (т.е. комплексное усиление) между передающей антенной  $i$  и приемной антенной  $j$  для поддиапазона  $k$ . Для простоты, предполагается, что матрицы  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  канальных откликов для  $k \in K$  известны или могут быть установлены как передатчиком, так и приемником.

Матрица  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  канальных откликов для каждого поддиапазона может быть сделана "диагональной" для получения для этого поддиапазона  $N_s$  собственных мод. Этого можно достичь путем выполнения декомпозиции по собственным значениям корреляционной матрицы от  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ , определяемой соотношением  $\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{H}}^H(k) \underline{\mathbf{H}}(k)$ , где  $\underline{\mathbf{H}}^H(k)$  обозначает сопряженную транспозицию от  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ . Декомпозиция по собственным значениям корреляционной матрицы  $\underline{\mathbf{R}}(k)$  может быть выражена как:

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{V}}(k) \underline{\mathbf{D}}(k) \underline{\mathbf{V}}^H(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (7)}$$

где  $\underline{\mathbf{V}}(k)$  является единичной матрицей размером  $(N_r \times N_r)$ , столбцы которой представляют собой собственные значения  $\underline{\mathbf{R}}(k)$  (т.е.

$\underline{\mathbf{V}}(k) = [\underline{\mathbf{v}}_1(k) \quad \underline{\mathbf{v}}_2(k) \quad \underline{\mathbf{v}}_3(k) \quad \underline{\mathbf{v}}_4(k)]$ , где каждое  $\underline{\mathbf{v}}_i(k)$  является собственным вектором для одной собственной моды); и

$\underline{\mathbf{D}}(k)$  является диагональной матрицей размером  $(N_r \times N_r)$  собственных значений  $\underline{\mathbf{R}}(k)$ .

Единичная матрица характеризуется свойством  $\underline{\mathbf{M}}^H \underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{I}}$ . Собственные векторы  $\underline{\mathbf{v}}_i(k)$  для  $i \in \{1,2,3,4\}$  называются также векторами управления передачей для каждого из пространственных каналов.

Матрица  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  канальных откликов может быть также преобразована в диагональную с использованием декомпозиции по сингулярным значениям, что может быть выражено как:

$$\underline{\mathbf{H}}(k) = \underline{\mathbf{U}}(k) \underline{\mathbf{\Sigma}}(k) \underline{\mathbf{V}}^H(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (8)}$$

где  $\underline{\mathbf{V}}(k)$  является матрицей, столбцы которой представляют собой правые собственные векторы  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ ;

$\underline{\mathbf{\Sigma}}(k)$  является диагональной матрицей, содержащей сингулярные значения  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ , которые являются положительными корнями квадратными диагональных элементов  $\underline{\mathbf{D}}(k)$ , собственных значений  $\underline{\mathbf{R}}(k)$ ; и

$\underline{\mathbf{U}}(k)$  представляет собой матрицу, столбцы которой являются левыми собственными векторами  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ .

Декомпозиция по сингулярным значениям описана в книге Gilbert Strang "Linear Algebra and Its Applications" ("Линейная алгебра и ее применения"), Second Edition, Academic Press, 1980. Как показано в уравнениях (7) и (8), столбцы матрицы  $\underline{\mathbf{V}}(k)$  являются собственными векторами  $\underline{\mathbf{R}}(k)$ , а также правыми собственными

векторами  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ . Столбцы матрицы  $\underline{\mathbf{U}}(k)$  являются собственными векторами  $\underline{\mathbf{H}}(k) \underline{\mathbf{H}}^H(k)$ , а также левыми собственными векторами  $\underline{\mathbf{H}}(k)$ .

Диагональная матрица  $\underline{\mathbf{D}}(k)$  для каждого поддиапазона содержит неотрицательные действительные значения вдоль диагонали и нули в остальных позициях. Собственные значения  $\underline{\mathbf{R}}(k)$  обозначаются

как  $\{\lambda_1(k) \quad \lambda_2(k) \quad \lambda_3(k) \quad \lambda_4(k)\}$  или  $\{\lambda_i(k)\}$  для  $i \in \{1,2,3,4\}$ .

Декомпозиция по собственным значениям может выполняться независимо для матрицы  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  канальных откликов для каждого из 48 поддиапазонов данных, чтобы найти четыре

собственных моды для этого поддиапазона (в предположении, что каждая матрица  $H(k)$  является полноранговой). Четыре собственных значения для каждой диагональной матрицы  $D_i(k)$  можно упорядочить так, что  $\{\hat{\lambda}_1(k) \geq \hat{\lambda}_2(k) \geq \hat{\lambda}_3(k) \geq \hat{\lambda}_4(k)\}$ , где  $\hat{\lambda}_i(k)$  является наибольшим собственным значением, а  $\hat{\lambda}_4(k)$  является наименьшим собственным значением для поддиапазона  $k$ . Когда собственные значения для каждой диагональной матрицы  $D_i(k)$  упорядочены, собственные векторы (или столбцы) связанной матрицы  $\underline{V}(k)$  также упорядочены соответственно.

"Широкополосная" собственная мода может быть определена как набор собственных мод одинакового порядка всех поддиапазонов после упорядочения (т.е. широкополосная собственная мода  $m$  включает в себя собственные моды  $m$  всех поддиапазонов). Каждая широкополосная собственная мода ассоциируется с соответствующим набором собственных векторов для всех поддиапазонов. "Главная" широкополосная собственная мода ассоциируется с наибольшим сингулярным значением в каждой из матриц  $\hat{\Sigma}_i(k)$  после упорядочения.

Затем можно сформировать вектор  $\underline{a}^m$  для включения в него собственного значения  $m$ -ного ранга для всех 48 поддиапазонов данных. Этот вектор  $\underline{a}^m$  может быть выражен как:

$$\underline{a}^m = [\hat{\lambda}_m(-26) \dots \hat{\lambda}_m(-22) \dots \hat{\lambda}_m(22) \dots \hat{\lambda}_m(26)], \text{ для } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Уравнение (9)}$$

Вектор  $\underline{a}^1$  включает в себя собственные значения для наилучшей или главной широкополосной собственной моды. Для системы MBxMBx-MOP4 с четырьмя передающими антеннами и четырьмя приемными антеннами (т.е. система 4x4) имеется до четырех широкополосных собственных мод.

Если дисперсия  $\sigma^2$  шума в приемнике постоянна по рабочей полосе и известна в передатчике, то отношение С/Ш в принятом сигнале для каждого поддиапазона каждой широкополосной собственной моды можно найти делением собственного значения  $\hat{\lambda}_m(k)$  на дисперсию  $\sigma^2$  шума. Для простоты можно предположить, что дисперсия шума равна единице (т.е.  $\sigma^2=1$ ).

Для режима пространственного мультиплексирования полная мощность  $P_{total}$  передачи, доступная для передатчика, может быть найдена для широкополосных мод на основе различных схем распределения мощности. В одной схеме полная мощность  $P_{total}$  передачи равномерно распределяется по всем четырем широкополосным собственным модам, так что  $P_m = P_{total} / 4$ , где  $P_m$  представляет собой мощность, выделенную для широкополосной собственной моды  $m$ . В другой схеме полная мощность  $P_{total}$  передачи распределяется по четырем широкополосным собственным модам с помощью процедуры "разбавления" (создания избытка информации).

Процедура разбавления распределяет мощность так, что широкополосные собственные моды с более высокими усиления мощности получают большие части полной мощности передачи. Величина мощности и передачи, выделенной заданной широкополосной собственной моде, определяется ее отношением С/Ш в принятом сигнале, которое в свою очередь зависит от коэффициентов усиления мощности (или собственных значений) для всех поддиапазонов этой широкополосной собственной моды. Процедура разбавления может выделять нулевую мощность передачи широкополосным собственным модам с достаточно слабыми отношениями С/Ш. Процедура разбавления принимает  $\beta = \{\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4\}$  для четырех широкополосных собственных мод, где  $\beta_m$  представляет собой коэффициент нормировки для широкополосной собственной моды  $m$  и может быть выражен как:

$$\beta_m = \frac{1}{\sum_{k \in K} \hat{\lambda}_m^{-1}(k)}, \text{ для } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Уравнение (10)}$$

коэффициент  $\beta_m$  нормировки подерживает мощность передачи, выделенную

широкополосной моде  $m$ , инвариантной после применения инверсии каналов, как описано ниже. Как показано в уравнении (10), коэффициент  $\beta_m$  нормировки может быть получен на основе собственных значений в векторе  $\mathbf{a}$  и в предположении, что дисперсия шума равна единице (т.е.  $\sigma^2=1$ ).

Процедура разбавления затем определяет долю  $\alpha_m$  полной мощности передачи для выделения каждой широкополосной собственной моде на основании набора  $\beta$  так, что спектральная эффективность или какой-либо иной критерий оптимизируется. Мощность передачи, выделенная широкополосной собственной моде  $m$  процедурой разбавления, может быть выражена как:

$$P_m = \alpha_m P_{total}, \text{ для } m = \{1, 2, 3, 4\}. \text{ Уравнение (11)}$$

Распределения мощности для четырех широкополосных собственных мод могут быть заданы посредством  $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, a_3, a_4\}$ , где  $\sum_{m=1}^4 \alpha_m = 1$  и  $\sum_{m=1}^4 P_m = P_{total}$ . Режим

пространственного мультиплексирования может быть выбран для использования, если в наборе  $\mathbf{a}$  более чем одно значение является ненулевым.

Процедура разбавления известна в уровне техники и не описывается здесь (см., например, работу "Information Theory and Reliable Communication" ("Информационная теория и надежная связь") Robert G. Gallager, John Wiley and Sons, 1968, которая включена сюда посредством ссылки).

Для режима пространственного мультиплексирования скорость передачи каждого пространственного канала или широкополосной собственной моды может выбираться на основе отношения С/Ш в принятом сигнале, достигнутого этим пространственным каналом/широкополосной собственной модой с выделенной мощностью  $P_m$  передачи. Для простоты ниже следующее описание предполагает передачу данных на широкополосных собственных модах. Отношение С/Ш в принятом сигнале для каждой широкополосной собственной моды может быть выражено как:

$$\gamma_m = \frac{P_m \beta_m}{\sigma_n^2}, \text{ для } m = \{1, 2, 3, 4\}. \text{ Уравнение (12)}$$

В одном варианте осуществления скорость передачи для каждой широкополосной собственной моды находится на основе таблицы, которая включает в себя скорости, поддерживаемые системой, и диапазон отношений С/Ш для каждой скорости передачи. Эта таблица может быть получена компьютерным моделированием, эмпирическими измерениями и т.д. Конкретная скорость передачи для использования для каждой широкополосной собственной моды представлена скоростью в таблице с диапазоном отношений С/Ш, покрывающим отношение С/Ш в принятом сигнале для широкополосной собственной моды. В другом варианте осуществления скорость передачи для каждой широкополосной собственной моды выбирается на основе (1) отношения С/Ш в принятом сигнале для широкополосной собственной моды, (2) сдвига С/Ш, используемого для расчета ошибки оценки, непостоянства в канале МВхМВных и других факторов, и (3) таблицы поддерживаемых скоростей и их требуемых С/Ш. Для этого варианта осуществления сначала вычисляется среднее принятое С/Ш для каждой широкополосной собственной моды, как описано выше, или в качестве среднего из принятых С/Ш (в единицах дБ) для всех поддиапазонов широкополосной собственной моды. В любом случае затем вычисляется рабочее С/Ш как сумма С/Ш в принятом сигнале и сдвига С/Ш (где оба заданы в дБ). Рабочее С/Ш сравнивается затем с требуемым С/Ш для каждой из скоростей, поддерживаемых системой. Для широкополосной собственной моды выбирается затем наивысшая скорость в таблице с требуемым С/Ш, которое меньше, чем или равно рабочему С/Ш. Скорость для режима разнесения передачи и режима управления пучком может также находиться аналогичным образом.

Мощность  $P_m$  передачи, выделенная для каждой широкополосной собственной моды, может быть распределена по 48 поддиапазонам данных этой широкополосной собственной моды так, чтобы С/Ш в принятом сигнале для всех поддиапазонов были приблизительно равными. Это неравномерное распределение мощности по поддиапазонам называется инверсией каналов. Мощность  $P_m(k)$  передачи, выделенная каждому поддиапазону, может быть выражена как:

$$P_m(k) = \frac{\beta_m P_m}{\lambda_m(k)}, \text{ для } k \in K \text{ и } m = \{1, 2, 3, 4\}, \quad \text{Уравнение (13)}$$

где  $\beta_m$  задается в уравнении (10).

Как показано в уравнении (13), мощность  $P_m$  передачи распределяется неравномерно по поддиапазонам данных на основе их канальных коэффициентов усиления мощности, что задается собственными значениями  $\lambda_m(k)$ , для  $k \in K$ . Распределение мощности таково,

что приблизительно равные С/Ш в принятом сигнале достигаются в приемнике для всех поддиапазонов данных каждой широкополосной собственной моды. Эта инверсия каналов выполняется независимо для каждой из четырех широкополосных собственных мод. Инверсия каналов для широкополосной собственной моды более подробно описана в патентной заявке США № 10/229.209 на "Кодированные системы MBxMВх с выборочной инверсией каналов, применяемой для собственной моды", поданной 27 августа 2002.

Инверсия каналов может выполняться различными путями. Для полной инверсии каналов все поддиапазоны данных используются для передачи данных, если широкополосная собственная мода выбрана для использования. Для выборочной инверсии каналов все или поднабор доступных подканалов данных могут быть выбраны для использования для каждой широкополосной собственной моды. Выборочная инверсия каналов отбрасывает слабые поддиапазоны с отношением С/Ш для принятого сигнала ниже конкретного порога и выполняет инверсию каналов только на выбранных поддиапазонах. Выборочная инверсия каналов для каждой широкополосной собственной моды также описана в патентной заявке США № 10/229.209 на "Кодированные системы MBxMВх с выборочной инверсией каналов, применяемой для собственной моды", поданной 27 августа 2002. Для простоты нижеследующее описание предполагает, что полная инверсия каналов выполняется для каждой широкополосной собственной моды, выбранной для использования.

Усиление для использования для каждого поддиапазона каждой широкополосной собственной моды может быть найдено на основе мощности  $P_m(k)$  передачи, выделенной этому поддиапазону. Усиление  $g_m(k)$  для каждого поддиапазона данных может быть выражено как:

$$g_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ для } k \in K \text{ и } m = \{1, 2, 3, 4\}. \quad \text{Уравнение (14)}$$

Для каждого поддиапазона можно определить диагональную матрицу  $\underline{G}(k)$  усиления. Эта матрица  $\underline{G}(k)$  включает в себя коэффициенты усиления для четырех собственных мод для поддиапазона  $k$  вдоль диагонали и может быть выражена как:

$$\underline{G}(k) = \text{diag}[g_1(k), g_2(k), g_3(k), g_4(k)].$$

Для режима пространственного мультиплексирования вектор  $\underline{x}(k)$  передачи для каждого поддиапазона может быть выражен как:



$$\underline{x}(k) = \underline{V}(k)\underline{G}(k)\underline{s}(k), \text{ для } k \in K,$$

Уравнение (15)

где

$$\underline{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ s_3(k) \ s_4(k)]^T, \text{ и}$$

$$\underline{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ x_4(k)]^T.$$

Вектор  $\underline{s}(k)$  включает в себя четыре символа модуляции, подлежащих передаче на четырех собственных модах для поддиапазона  $k$ , а вектор  $\underline{x}(k)$  включает в себя четыре символа передачи, подлежащие передаче четырьмя антеннами для поддиапазона  $k$ . Для простоты уравнение (15) не включает в себя коэффициенты коррекции, используемые для расчета различий между цепями передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале, что более подробно описано ниже.

Фиг. 9B показывает блок-схему варианта осуществления ПРД пространственного процессора 720b, обеспечивающего выполнение пространственной обработки для режима пространственного мультиплексирования. Для простоты нижеследующее описание предполагает, что все четыре широкополосных собственных моды выбираются для использования. Однако могут также выбираться для использования менее чем четыре широкополосных собственных моды.

В процессоре 720b демультимплексор 932 принимает четыре потока символов модуляции (обозначенных как  $s_1(n) - s_4(n)$ ), подлежащих передаче на четырех широкополосных собственных модах, демультимплексировать каждый поток на 48 подпотоков для 48 поддиапазонов данных, и подает четыре подпотока символов модуляции для каждого поддиапазона данных к соответствующему ПРД поддиапазонному пространственному процессору 940. Каждый процессор 940 выполняет обработку, показанную в уравнении (15) для одного поддиапазона.

В каждом ПРД поддиапазонном пространственном процессоре 940 четыре подпотока символов модуляции (обозначенных как  $s_1(k) - s_4(k)$ ) подаются на четыре перемножителя 942a-942d, которые также принимают усиления  $g_1(k)$ ,  $g_2(k)$ ,  $g_3(k)$  и  $g_4(k)$  для четырех собственных мод ассоциированного поддиапазона. Каждый коэффициент  $g_m(k)$  усиления может быть найден на основании мощности  $P_m(k)$  передачи, выделенной этому поддиапазону/собственной моде, как показано в уравнении (14). Каждый перемножитель 942 масштабирует свои символы модуляции их коэффициентами  $g_m(k)$ , чтобы обеспечить масштабированные символы модуляции. Перемножители 942a-942d подают четыре подпотока масштабированных символов модуляции на четыре формирователя 950a-950d луча соответственно.

Каждый формирователь 950 луча выполняет формирование луча для передачи одного потока символов на одной собственной моде одного поддиапазона. Каждый формирователь 950 луча принимает один подпоток  $s_m(k)$  символов и один собственный вектор  $\underline{v}_m(k)$  для ассоциированного собственного режима. В частности, формирователь 950a луча принимает собственный вектор  $\underline{v}_1(k)$  для первой собственной моды, формирователь 950b луча принимает собственный вектор  $\underline{v}_2(k)$  для второй собственной моды и т.д. Формирование луча выполняется с помощью собственного вектора для ассоциированной собственной моды.

В каждом формирователе 950 луча масштабированные символы модуляции подаются на четыре перемножителя 952a-952d, которые также принимают четыре элемента:  $v_{m1}(k)$ ,  $v_{m2}(k)$ ,  $v_{m3}(k)$  и  $v_{m4}(k)$  собственного вектора  $\underline{v}_m(k)$  для ассоциированной собственной моды. Каждый перемножитель 952 затем перемножает масштабированные символы

модуляции с их значением  $v_{n,k}(k)$  собственного вектора для получения символов "сформированного луча". Перемножители 952a-952d подают четыре подпотока символов сформированного луча (которые должны передаваться четырьмя антеннами) на сумматоры 960a-960d соответственно.

5 Каждый сумматор 960 принимает и суммирует четыре символа сформированного луча для четырех собственных мод для каждого символьного периода для подачи предварительно преобразованного символа в соответствующую передающую антенну. Сумматоры 960a-960d подают четыре подпотока предварительно преобразованных символов для четырех передающих антенн в буферы/мультиплексоры 970a-970d  
10 соответственно.

Каждый буфер/мультиплексор 970 принимает пилотные символы и предварительно преобразованные символы из ПРД поддиапазонных пространственных процессоров 940a-940k для 48 поддиапазонов данных. Затем каждый буфер/мультиплексор 970 для каждого символьного периода мультиплицирует 4 пилотных символа, 48  
15 предварительно преобразованных символов и 12 нулей для 4 пилотных поддиапазонов, 48 поддиапазонов данных и 12 неиспользуемых поддиапазонов соответственно, для формирования последовательности из 64 символов передачи для этого символьного периода. Каждый буфер/мультиплексор 970 подает поток символов  $x_i(n)$  передачи для  
20 одной передающей антенны, где поток символов передачи содержит конкатенированные последовательности из 64 символов передачи. Символы передачи могут масштабироваться коэффициентами коррекции с учетом различий между цепями передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале, как описано ниже. Последующая модуляция МОРЧ для каждого потока символов модуляции описана выше.

Параллельные потоки символов могут также передаваться четырьмя передающими  
25 антеннами без пространственной обработки в пункте доступа с помощью режима неуправляемого пространственного мультиплексирования. Для этого режима процесс инверсии каналов и формирование луча формирователем 950 луча могут быть опущены. Для каждого потока символов модуляции затем обеспечивается обработка МОРЧ и передается соответствующая передающей антенной.

30 Режим неуправляемого пространственного мультиплексирования может использоваться для различных ситуаций, таких, как если передатчик не в состоянии выполнять пространственную обработку, необходимую для поддержания управления лучом на основании декомпозиции по собственным модам. Это может иметь место вследствие того, что передатчик не выполняет процедуры калибровки, не может генерировать достаточно  
35 хорошую оценку канала или вообще не имеет возможностей калибровки и обработки собственных мод. Для режима неуправляемого пространственного мультиплексирования пространственное мультиплексирование все же используется, чтобы увеличить пропускную способность передачи, а пространственная обработка для разделения отдельных потоков символов выполняется приемником.

40 Для режима неуправляемого пространственного мультиплексирования приемник выполняет пространственную обработку, чтобы восстановить переданные потоки символов. В частности, пользовательский терминал может воплощать метод инверсии корреляционной матрицы каналов (ИКМК) (CCMI), метод минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО) (MMSE), метод обработки в приемнике успешного подавления помех или  
45 какой-нибудь другой метод пространственной обработки в приемнике. Эти методы описаны подробно в патентной заявке США № 09/993.087 на "Систему связи множественного доступа MBxMBx", поданной 6 ноября 2001. Режим неуправляемого пространственного мультиплексирования может использоваться для передач нисходящей линии и восходящей линии.

50 Многопользовательский режим пространственного мультиплексирования поддерживает передачу данных ко множеству пользовательских терминалов одновременно по нисходящей линии на основе "пространственных сигнатур" пользовательских терминалов. Пространственная сигнатура для пользовательского терминала задается вектором канальных откликов (для каждого поддиапазона) между антеннами пункта доступа и каждой

антенной пользовательского терминала. Пункт доступа может получать пространственные сигнатуры, к примеру, на основе управляемого эталона, переданного пользовательскими терминалами. Пункт доступа может обрабатывать пространственные сигнатуры для пользовательских терминалов, которым требуется передача данных, чтобы (1) выбрать набор пользовательских терминалов для одновременной передачи данных по нисходящей линии и (2) выделить управляющие векторы для каждого из независимых потоков данных для передачи к выбранным пользовательским терминалам.

Управляющие векторы для многопользовательского режима пространственного мультиплексирования могут быть получены различными путями. Ниже описаны две примерные схемы. Для простоты ниже следующее описание представлено для одного поддиапазона и предполагает, что каждый пользовательский терминал снабжен единственной антенной.

В первой схеме пункт доступа получает управляющие векторы с помощью инверсии каналов. Пункт доступа может выбрать  $N_{sp}$  одноантенных пользовательских терминалов для одновременной передачи по нисходящей линии. Пункт доступа получает вектор-строку канальных откликов размером  $1 \times N_{sp}$  для каждого выбранного пользовательского терминала и формирует матрицу  $\underline{H}_{m \times N_{sp}}$  канальных откликов размером  $N_{sp} \times N_{sp}$  с  $N_{sp}$  векторами-строки для  $N_{sp}$  пользовательских терминалов. Затем пункт доступа получает матрицу  $\underline{H}_{m \times N_{sp}}^{-1}$  из  $N_{sp}$  управляющих векторов для  $N_{sp}$  выбранных пользовательских терминалов как  $\underline{H}_{m \times N_{sp}}^{-1} = \underline{H}_{m \times N_{sp}}^{-1}$ . Пункт доступа может также передать управляемый эталон на каждый выбранный пользовательский терминал. Каждый пользовательский терминал обрабатывает свой управляемый эталон для оценки усиления и фазы канала и когерентно демодулирует принятые символы для своей единственной антенны с оценками усиления и фазы канала для получения восстановленных символов.

Во второй схеме пункт доступа предварительно кодирует  $N_{sp}$  потоков символов для передачи к  $N_{sp}$  пользовательским терминалам, так что эти потоки символов испытывают малые перекрестные помехи в пользовательских терминалах. Пункт доступа может формировать матрицу  $\underline{H}_{m \times N_{sp}}$  канальных откликов для  $N_{sp}$  выбранных пользовательских терминалов и выполнить разложение на множители QR над  $\underline{H}_{m \times N_{sp}}$  так, что  $\underline{H}_{m \times N_{sp}} = \underline{F}_{m \times N_{sp}} \underline{Q}_{N_{sp} \times N_{sp}}$ , где  $\underline{F}_{m \times N_{sp}}$  представляет собой нижнюю левую треугольную матрицу,  $\underline{Q}_{N_{sp} \times N_{sp}}$  является единичной матрицей. Затем пункт доступа предварительно кодирует  $N_{sp}$  потоков символов данных матрицей  $\underline{F}_{m \times N_{sp}}$  для получения  $N_{sp}$  потоков  $a$  предварительно закодированных символов и далее обрабатывает потоки предварительно закодированных символов единичной матрицей  $\underline{Q}_{N_{sp} \times N_{sp}}$  для получения  $N_{sp}$  потоков передаваемых символов для передачи на  $N_{sp}$  пользовательских терминалов. Пункт доступа может также передавать управляемый эталон на каждый пользовательский терминал. Каждый пользовательский терминал использует управляемый эталон для когерентной демодуляции принятых символов для получения восстановленных символов.

Для восходящей линии в многопользовательском режиме пространственного мультиплексирования пункт доступа может восстанавливать  $N_{sp}$  потоков символов, переданных одновременно  $N_{sp}$  пользовательскими терминалами с использованием обработки приемника МСКО, успешного подавления помех или какого-нибудь другого метода обработки в приемнике. Пункт доступа может оценивать канальный отклик восходящей линии для каждого пользовательского терминала и использовать оценку канальных откликов для пространственной обработки в приемнике и для планирования передач восходящей линии. Каждый одноантенный пользовательский терминал может передавать ортогональный пилот-сигнал по восходящей линии. Пилот-сигналы восходящей линии от  $N_{sp}$  пользовательских терминалов могут быть ортогональными по времени и (или) частоте. Временная ортогональность может достигаться тем, что каждый пользовательский терминал модулирует свой пилот-сигнал восходящей линии ортогональной

последовательность, назначенной этому пользователскому терминалу. Частотная ортогональность может достигаться тем, что каждый пользовательский терминал передает свой пилот-сигнал восходящей линии в отличающемся наборе поддиапазонов. Передачи восходящей линии от пользовательских терминалов должны быть приблизительно совмещены по времени в пункте доступа (например, совмещены по времени в пределах циклического префикса).

### 3. Режим управления лучом - обработка передачи

Фиг. 10А показывает блок-схему передающего блока 1000, способного выполнять обработку передачи для режима управления лучом. Передающий блок 1000 является еще одним вариантом осуществления передающей части пункта доступа и пользовательского терминала.

В ПРД процессоре 710с данных блок 808 формирования кадров кадрирует данные для каждого пакета FCH/RCH для генерации одного или более кадров PHY для пакета. Скремблер 810 скремблирует затем данные для каждого транспортного канала. Кодер 812 след за этим кодирует кадрированные данные в соответствии с выбранной схемой кодирования для получения кодовых битов. Блок 814 прореживания затем прореживает кодовые биты для получения желательной кодовой скорости для широкополосной собственной моды, используемой для передачи данных. Кодовые биты из блока 818 прореживания перемежаются по всем поддиапазонам данных. Блок 820 посимвольного отображения отображает затем перемеженные данные в соответствии с выбранной схемой модуляции для получения символов модуляции. ПРД пространственный процессор 720с затем выполняет процедуру обработки передачи над символами модуляции для режима управления лучом.

Режим управления лучом может использоваться для передачи данных в пространственном канале или на широкополосной собственной моде, как правило, он ассоциируется с наибольшими собственными значениями для всех поддиапазонов данных. Режим управления лучом может выбираться, если распределение мощности передачи по широкополосным собственным модам приводит к тому, что только одна составляющая в наборе  $\mathbf{v}$  является ненулевой. В то время как режим пространственного мультиплексирования выполняет формирование луча для каждой из выбранных собственных мод каждого поддиапазона на основе собственного вектора, режим управления лучом выполняет управление лучом на основе "нормированного" собственного вектора для главной собственной моды каждого поддиапазона для передачи данных на этой единственной собственной моде.

Четыре элемента каждого собственного вектора  $\mathbf{v}_i(k)$  для  $k \in K$  для главной собственной моды могут иметь различные величины. Четыре предварительно преобразованных символа, полученных на основе четырех элементов собственного вектора  $\mathbf{v}_i(k)$  для каждого поддиапазона, могут тогда иметь разные величины. Следовательно, четыре вектора передачи на каждую антенну, каждый из которых включает в себя предварительно обработанные символы для всех поддиапазонов данных для заданной передающей антенны, могут иметь различные величины. Если мощность передачи для каждой передающей антенны ограничена (к примеру, из-за ограничений усилителей мощности), то метод формирования луча может не полностью использовать полную мощность, доступную для каждой антенны.

Режим управления лучом использует только фазовую информацию из собственных векторов  $\mathbf{v}_i(k)$  для  $k \in K$  для главной собственной моды и нормирует каждый собственный вектор так, чтобы все четыре элемента в собственном векторе имели равные величины. Нормированный собственный вектор  $\hat{\mathbf{v}}_i(k)$  для поддиапазона  $k$  может быть выражен как:

$$\hat{\mathbf{v}}_i(k) = [Ae^{j\theta_{i,1}(k)} \quad Ae^{j\theta_{i,2}(k)} \quad Ae^{j\theta_{i,3}(k)} \quad Ae^{j\theta_{i,4}(k)}]^T, \quad \text{Уравнение (16)}$$

где  $A$  является постоянной (например,  $A = 1$ ); и  $\theta_{i,j}(k)$  является фазой для поддиапазона  $k$  передающей антенны  $i$ , которая задается как:

$$\theta_l(k) = \angle v_{1,l}(k) = \tan^{-1} \left[ \frac{\operatorname{Im}\{v_{1,l}(k)\}}{\operatorname{Re}\{v_{1,l}(k)\}} \right].$$

Уравнение (17)

Как показано в уравнении (17), фаза каждого элемента в векторе  $\tilde{v}_1(k)$  получается из соответствующего элемента собственного вектора  $v_1(k)$  (т.е.  $\theta_l(k)$  получается из  $v_{1,l}(k)$ ), где  $v_1(k) = [v_{1,1}(k) \ v_{1,2}(k) \ v_{1,3}(k) \ v_{1,4}(k)]^T$ .

Инверсия каналов может также выполняться для режима управления лучом, чтобы общая скорость передачи могла быть использована для всех поддиапазонов данных. Мощность  $\tilde{P}_1(k)$ , выделенная каждому поддиапазону данных для режима управления лучом, может быть выражена как:

$$\tilde{P}_1(k) = \frac{\tilde{\beta}_1 \tilde{P}_1}{\tilde{\lambda}_1(k)}, \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (18)}$$

где  $\tilde{\beta}_1$  является коэффициентом нормировки, который хранит инвариант полной мощности передачи после того, как применена инверсия каналов;  $\tilde{P}_1$  является мощностью передачи, выделенной каждой из четырех антенн; и  $\tilde{\lambda}_1(k)$  представляет собой коэффициент усиления мощности для поддиапазона  $k$  главной собственной моды для режима управления лучом.

Коэффициент  $\tilde{\beta}_1$  нормировки может быть выражен как:

$$\tilde{\beta}_1 = \frac{1}{\sum_{k \in K} \tilde{\lambda}_1^{-1}(k)}. \quad \text{Уравнение (19)}$$

Мощность  $\tilde{P}_1$  передачи может задаваться как  $P_1 = P_{\text{total}}/4$  (т.е. равномерное распределение полной мощности передачи по четырем передающим антеннам). Коэффициент  $\tilde{\lambda}_1(k)$  усиления мощности может быть выражен как:

$$\tilde{\lambda}_1(k) = \tilde{v}^H(k) \mathbf{I} \tilde{v}(k) \mathbf{I} \tilde{v}(k). \quad \text{Уравнение (20)}$$

Инверсия каналов приводит к распределению мощности  $\tilde{P}_1$  для  $k \in K$  поддиапазонов данных. Усиление для каждого поддиапазона данных может затем быть задано как  $\tilde{g}(k) = \sqrt{\tilde{P}_1 / \tilde{\lambda}_1(k)}$ .

Для режима управления лучом вектор  $\tilde{x}(k)$  передачи для каждого поддиапазона может быть выражен как:

$$\tilde{x}(k) = \tilde{v}(k) \tilde{g}(k) s(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (21)}$$

Опять-таки для простоты уравнение (21) не включает в себя коэффициенты коррекции, используемые для расчета различий между цепями передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале.

Как показано в уравнении (16), четыре элемента нормированного управляющего вектора  $\tilde{v}(k)$  для каждого поддиапазона имеют равную величину, но, возможно, разные фазы. Таким образом, управление лучом генерирует один вектор  $\tilde{x}(k)$  передачи для каждого поддиапазона с четырьмя элементами  $\tilde{x}(k)$ , имеющими одну и ту же величину, но, возможно, разные фазы.

Фиг. 10В показывает блок-схему варианта осуществления ПРД пространственного процессора 720с, обеспечивающего выполнение пространственной обработки для режима управления лучом.

В процессе 720с демультиплексор 1032 принимает и демультиплексирует поток  $s(n)$  символов модуляции в 48 подпотоков для 48 поддиапазонов данных (обозначенных как  $s(1)$  -  $s(48)$ ). Каждый подпоток символов подается на соответствующий ПРД поддиапазонный процессор 1040 управления лучом. Каждый процессор 1040 выполняет обработку, показанную в уравнении (14), для одного поддиапазона.

В каждом ПРД поддиапазонной процессоры 1040 управления лучом подпоток символов модуляции подается на перемножитель 1042, который принимает также коэффициент  $\tilde{g}(k)$  усиления для ассоциированного поддиапазона. Перемножитель 1042 масштабирует затем символы модуляции коэффициентом  $\tilde{g}(k)$  усиления, чтобы получить масштабированные символы модуляции, которые затем подаются в блок 1050 управления лучом.

Блок 1050 управления лучом принимает также нормированный собственный вектор  $\tilde{v}(k)$  для ассоциированного поддиапазона. В блоке 1050 управления лучом масштабированные символы модуляции подаются на четыре перемножителя 1052a-1052d, которые также соответственно принимают четыре элемента  $\tilde{v}_1(k)$ ,  $\tilde{v}_2(k)$ ,  $\tilde{v}_3(k)$  и  $\tilde{v}_4(k)$  нормированного собственного вектора  $\tilde{v}(k)$ . Каждый перемножитель 1052 перемножает свои масштабированные символы модуляции со значением  $\tilde{v}_i(k)$  нормированного собственного вектора, чтобы обеспечить предварительно преобразованные символы. Перемножители 1052a-1052d подают четыре предварительно преобразованных подпотока в буферы/мультиплексоры 1070a-1070d соответственно.

Каждый буфер/мультиплексор 1070 принимает пилотные символы и предварительно преобразованные символы из ПРД поддиапазонных процессоров 1040a-1040k управления лучом для 48 поддиапазонов данных, мультиплексирует пилотные и предварительно преобразованные символы и нули для каждого символического периода и подает поток символов  $x_i(n)$  передачи в одну передающую антенну. Последующая модуляция МОРЧ для каждого символа передачи описана выше.

Обработка для режима управления лучом описана более подробно в патентной заявке США № 10/228.393 на "Управление лучом и формирование луча в широкополосных системах MBxMBx", поданной 27 августа 2002. Система может также быть спроектирована для поддержания режима формирования луча, посредством чего поток данных передается на главной собственной моде с использованием собственного вектора вместо нормированного собственного вектора.

#### 4. Кадрование для кадров РНУ

Фиг. 11A показывает вариант осуществления блока 808 формирования кадров, который используется для кадрования данных для каждого пакета FCH/RCH перед последующей обработкой ПРД процессором данных. Эта функция кадрования может не использоваться для сообщений, посланных по каналам BCH, FACH и RACH. Блок формирования кадров генерирует целое число кадров РНУ для каждого пакета FCH/RCH, где каждый кадр РНУ охватывает 6 символов МОРЧ для описанного здесь варианта осуществления.

Для режимов разнесения и управления лучом только один пространственный канал или широкополосная собственная мода используется для передачи данных. Скорость для этой моды известна, и может быть вычислено число информационных битов, которые можно посылать в полезной нагрузке каждого кадра РНУ. Для режима пространственного мультиплексирования множество пространственных каналов может использоваться для передачи данных. Поскольку скорость передачи каждого пространственного канала известна, может быть вычислено число информационных битов, которые можно посылать в полезной нагрузке каждого кадра РНУ для всех пространственных каналов.

Как показано на фиг. 11A, информационные биты (обозначенные как  $i_1$   $i_2$   $i_3$   $i_4$  ... ) для каждого пакета FCH/RCH подаются в генератор 1102 CRC и мультиплексор 1104 в блоке 808 формирования кадров. Генератор 1102 CRC генерирует значение CRC для битов в заголовке (если он есть) и полях полезной нагрузки каждого кадра РНУ и подает биты CRC в мультиплексор 1104. Мультиплексор 1104 принимает информационные биты, биты CRC, биты заголовка и заполняющие биты (например, нули) и подает эти биты в должном порядке, как показано на фиг. 6, на основании сигнала управления кадрами РНУ. Функция кадрования может не использоваться при подаче информационных битов непосредственно через мультиплексор 1104. Кадрованные или некадрованные биты (обозначенные как  $d_1$   $d_2$   $d_3$   $d_4$  ... ) подаются в скремблер 810.

## 5. Скремблирование

В варианте осуществления биты данных для каждого транспортного канала скремблируются перед кодированием. Скремблирование рандомизирует данные так, чтобы длинная последовательность всех единиц или всех нулей не передавалась. Это может

снизить изменения между пиковой и средней мощностью колебания МОРЧ. Скремблирование может быть опущено для одного или более транспортных каналов и может также выборочно разрешаться или запрещаться.

Фиг. 11А показывает также вариант осуществления скремблера 810. В этом варианте осуществления скремблер 810 реализует генераторный полином:

$$G(x) = x^7 + x^4 + x \quad \text{Уравнение (2)}$$

Можно также использовать и иные генераторные полиномы, и это входит в объем изобретения.

Как показано на фиг. 11А, скремблер 810 включает в себя семь элементов 1112а-1112г задержки, соединенных последовательно. Для каждого тактового периода сумматор 1114 выполняет сложение по модулю 2 двух битов, хранящихся в элементах 111д и 1112г задержки и подает бит скремблирования в элемент 1112а задержки.

Кадрованные/некадрованные биты  $\{d_1, d_2, d_3, d_4, \dots\}$  подаются в сумматор 111б, который также принимает биты скремблирования из сумматора 1114. Сумматор 111б выполняет сложение по модулю 2 каждого бита  $d_n$  с соответствующим битом

скремблирования, чтобы получить бит скремблирования  $q_n$ . Скремблер 810 выдает последовательность битов скремблирования, которые обозначены как  $q_1, q_2, q_3, q_4, \dots$ .

Начальное состояние скремблера (т.е. содержимое элементов 1112а-1112г задержки) устанавливается на 7-битовое ненулевое число в начале кадра ДВР. Три старших бита (MSB) (т.е. элемент 1112е-1112г задержки) всегда установлены на единицу ("1"), а четыре младших бита (LSB) устанавливаются соответственно счетчику кадров ДВР, как указано в сообщении ВСН.

## 6. Кодирование/прореживание

В варианте осуществления для кодирования данных перед передачей используется единственный базовый код. Этот базовый код генерирует кодовые биты для одной кодовой скорости. Все остальные кодовые скорости, поддерживаемые системой (как перечислено в Таблице 25), могут быть получены либо повторением, либо прореживанием этих кодовых битов.

Фиг. 11В показывает вариант осуществления кодера 812, который воплощает базовый код для системы. В этом варианте осуществления базовый код является сверточным кодом со скоростью 1/2, длиной ограничения 7 ( $K=7$ ), с генераторами из 133 и 171 (октальными).

В кодере 812 мультиплексор 1120 принимает и мультиплексировать биты скремблирования и хвостовые биты (к примеру, нули). Кодер 812 далее включает в себя шесть элементов 1122а-1122г задержки, соединенных последовательно. Четыре сумматора 1124а-1124д также соединены последовательно и используются для реализации первого генератора (133). Аналогично четыре сумматора 1126а-1126д соединены последовательно и используются для реализации второго генератора (171). Эти сумматоры также соединены с элементами задержки для реализации двух генераторов 133 и 171, как показано на фиг. 11В.

Биты скремблирования подаются на первый элемент 1122а задержки и на сумматоры 1124а и 1126а. Для каждого тактового периода сумматоры 1124а-1124д выполняют сложение по модулю 2 поступающего бита и четырех предшествующих битов, сохраненных в элементах 1122б, 1122с, 1122е и 1122г задержки, чтобы получить первый кодовый бит для этого тактового периода. Аналогично сумматоры 1126а-1126д выполняют сложение по модулю 2 поступающего бита и четырех предшествующих битов, сохраненных в элементах 1122а, 1122б, 1122с и 1122г задержки, чтобы получить второй кодовый бит для этого тактового периода. Кодовые биты, генерированные первым генератором, обозначаются как  $a_1, a_2, a_3, a_4, \dots$ , а кодовые биты, генерированные вторым генератором, обозначаются

как  $b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4 \dots$ . Мультиплексор 1128 затем принимает и мультиплицирует два потока кодовых битов из этих двух генераторов в единый поток кодовых битов, которые обозначаются как  $a_1 \ b_1 \ a_2 \ b_2 \ a_3 \ b_3 \ a_4 \ b_4 \dots$ . Для каждого бита

скремблирования  $g_n$  генерируются два кодовых бита  $a_n$  и  $b_n$ , что приводит к кодовой скорости 1/2.

Фиг. 11В показывает также вариант осуществления блока 814 повторения/прореживания, который может использоваться для генерирования других кодовых скоростей на основе базовой скорости 1/2. В блоке 814 кодовые биты со скоростью 1/2 из кодера 812

подаются в повторяющий блок 1132 и прореживающий блок 1134. Повторяющий блок 1132 повторяет каждый кодовый бит со скоростью 1/2 один раз для получения эффективной кодовой скорости 1/4. Прореживающий блок 1134 удаляет некоторые из кодовых битов со скоростью 1/2 на основе конкретного прореживающего шаблона, чтобы получить желательную кодовую скорость.

В Таблице 30 перечислены примерные прореживающие шаблоны, которые можно использовать для различных кодовых скоростей, поддерживаемых системой. Другие прореживающие шаблоны могут также использоваться, и это входит в объем изобретения.

Таблица 30	
Кодовая скорость	Прореживающий шаблон
1/2	11
7/12	11111110111110
5/8	1110111011
2/3	1110
11/16	1111101111111010011100
3/4	111001
13/16	01111011111101110000101100
5/6	1110011001
7/8	11101010011001

Чтобы получить кодовую скорость  $k/n$ , прореживающий блок 1134 обеспечивает  $n$  кодовых битов для каждой группы из  $2k$  кодовых битов со скоростью 1/2, принятых от кодера 812. Таким образом,  $2k - n$  кодовых битов удаляются из каждой группы в  $2k$  кодовых битов. Биты, подлежащие удалению из каждой группы, обозначаются нулями в прореживающем шаблоне. Например, чтобы получить кодовую скорость 7/12, два бита удаляются из каждой группы в 14 кодовых битов из кодера 812, причем удаляемыми битами являются 8-й и 14-й кодовые биты в группе, как обозначено прореживающим шаблоном "11111110111110". Никакого прореживания не выполняется, если желательной кодовой скоростью является 1/2.

Мультиплексор 1136 принимает поток кодовых битов из повторяющего блока 1132 и поток кодовых битов из прореживающего блока 1134. Мультиплексор 1136 затем обеспечивает кодовые биты из повторяющего блока 1132, если желательной кодовой скоростью является 1/4, и кодовые биты из прореживающего блока 1134, если желательной кодовой скоростью является 1/2 или выше.

Другие коды и прореживающие шаблоны помимо описанных выше могут также использоваться, и это входит в объем изобретения. К примеру, турбокод, блочный код, некоторые другие коды или их сочетание могут использоваться для кодирования данных. Кроме того, разные кодирующие схемы могут использоваться для разных транспортных каналов. Например, для общих транспортных каналов может использоваться сверточное кодирование, а для выделенных транспортных каналов может использоваться турбокодирование.

### 7. Перемежевание

В варианте осуществления кодовые биты, подлежащие передаче, перемежаются по 48 поддиапазонам данных. Для режимов разнесения и управления лучом один поток кодовых битов передается и перемежается по всем поддиапазонам данных. Для режима пространственного мультиплексирования до четырех потоков кодовых битов могут передаваться по пространственным каналам числом до четырех. Перемежевание может



выполняться раздельно для каждого пространственного канала, так что каждый поток кодовых данных перемежается по всем поддиапазонам данных пространственного канала, используемого для передачи этого потока. Таблица 29 показывает примерное назначение кодовых битов - поддиапазонов, которое может использоваться для перемежения для всех транспортных режимов.

В одном варианте осуществления перемежение выполняется по всем 48 поддиапазонам данных в каждом интервале перемежения. Для этого варианта осуществления каждая группа из 48 кодовых битов в потоке распределяется по 48 поддиапазонам данных, чтобы обеспечить частотное разнесение. 48 кодовым битам в каждой группе могут быть назначены индексы от 0 до 47. Каждый индекс кодовых битов ассоциируется с соответствующим поддиапазоном. Все кодовые биты с конкретным индексом передаются в ассоциированном поддиапазоне. Например, первый кодовый бит (с индексом 0) в каждой группе передается в поддиапазоне -26, второй кодовый бит (с индексом 1) передается в поддиапазоне 1, третий кодовый бит (с индексом 2) передается в поддиапазоне -17 и т.д. Схема перемежения может использоваться для режимов разнесения, управления лучом и пространственного мультиплексирования. Альтернативная схема перемежения для режима пространственного мультиплексирования описана ниже.

Перемежение может альтернативно или дополнительно выполняться во времени. К примеру, после перемежения по поддиапазонам данных кодовые биты для каждого поддиапазона могут перемежаться (например, по одному кадру РНУ или одному ПБД), чтобы обеспечить временное разнесение. Для режима пространственного мультиплексирования перемежение может также выполняться по множеству пространственных каналов.

Дополнительно перемежение может применяться по размерностям символов KAM, так что кодовые биты, формирующие символы KAM, отображаются в различные битовые позиции символов KAM.

## 8. Отображение символов

Таблица 31 показывает отображение символов для различных схем модуляции, поддерживаемых системой. Для каждой схемы модуляции (за исключением BPSK) половина битов отображаются в синфазную ( $I$ ) компоненту, другая половина битов отображается в квадратурную ( $Q$ ) компоненту.

В варианте осуществления группа сигналов для каждой поддерживаемой схемы модуляции может быть определена на основе отображения Грея. При отображении Грея соседние точки в группе сигналов (как в  $I$ , так и в  $Q$  компонентах) отличаются только одной битовой позицией. Отображение Грея снижает число битовых ошибок для более вероятных ошибочных событий, что соответствует принятому символу, отображаемому в местоположение вблизи правильного местоположения, в каком случае только один кодовый бит будет принят с ошибкой.

Таблица 31									
BPSK				256 QAM					
$b$	$I$	$Q$		$b_0, b_1, b_2, b_3$	$I$	$b_4, b_5, b_6, b_7$	$Q$		
0	-1	0		0000	-15	0000	-15		
1	1	0		0001	-13	0001	-13		
				0011	-11	0011	-11		
QPSK				$b_0, b_1$	$I$	$b_2, b_3$	$Q$		
0	-1	0	-1	0111	-5	0111	5		
1	1	1	1	0101	-3	0101	-3		

16 QAM				0100	-1	0100	1
$b_3b_2$	$i$	$b_1b_0$	$Q$	1100	1	1100	1
				1101	3	1101	3
00	-3	00	-3	1111	5	1111	5
01	-1	01	-1	1110	7	1110	7
11	1	11	1	1010	6	1010	6
10	3	10	3	1011	11	1011	11
				1001	13	1001	13
				1000	15	1000	15
64 QAM							
$b_5b_4b_3$	$i$	$b_2b_1b_0$	$Q$				
000	-7	000	-7	Коэффициент $K_{\text{норм}}$ нормировки			
001	-5	001	-5				
011	-3	011	-3	Схема модуляции		Значение	
010	-1	010	-1	BPSK		1,0	
110	1	110	1	QPSK		$1/\sqrt{2}$	
111	3	111	3	16 QAM		$1/\sqrt{10}$	
101	5	101	5	64 QAM		$1/\sqrt{42}$	
100	7	100	7	256 QAM		$1/\sqrt{170}$	

Значения  $i$  и  $Q$  для каждой схемы модуляции, показанной в Таблице 31, масштабируются коэффициентом  $K_{\text{норм}}$  нормировки так, что средняя мощность всех сигнальных точек в ассоциированной группе сигналов равно единице. Коэффициенты нормировки для каждой схемы модуляции показан в Таблице 31. Квантованные значения для коэффициентов нормировки для поддерживаемых схем модуляции также могут использоваться. Символ  $s$  модуляции из конкретной группы сигналов будет иметь следующий вид:

$$s = (I + jQ) \cdot K_{\text{норм}}$$

где  $I$  и  $Q$  являются значениями в Таблице 31 для группы сигналов.

Для заданного ПБД модуляция может отличаться по ПБД и может отличаться для множества пространственных каналов, используемых для передачи данных. Например, для ПБД BСН различные схемы модуляции могут использоваться для маякового пилот-сигнала, пилот-сигнала MBxMВых и сообщения BСН.

#### 9. Обработка для режима пространственного мультиплексирования

Для режима пространственного мультиплексирования ПБД может передаваться по множеству пространственных каналов. Различные схемы могут использоваться для обработки данных для передачи по множеству пространственных каналов. Две конкретные схемы обработки для режима пространственного мультиплексирования описаны ниже.

В первой схеме обработки кодирование и прореживание выполняются для каждого пространственного канала для достижения желательной кодовой скорости для каждого пространственного канала.  $N_s$  пространственных каналов для использования для передачи данных ранжируются от наивысшего к наименьшему отношению С/Ш для принятого сигнала. Данные для всего ПБД сначала кодируются, чтобы получить поток кодовых битов со скоростью 1/2. Эти кодовые биты затем прореживаются, чтобы получить желательную кодовую скорость для каждого пространственного канала.

Прореживание может быть выполнено последовательно для  $N_s$  пространственных каналов от наилучшего (т.е. наивысшего С/Ш) к наихудшему (т.е. наименьшему С/Ш) пространственному каналу. В частности, прореживающий блок сначала выполняет прореживание для наилучшего пространственного канала с наивысшим отношением С/Ш для принятого сигнала. Когда правильное число кодовых битов генерированы для наилучшего пространственного канала, прореживающий блок затем выполняет прореживание для второго лучшего пространственного канала со следующим по величине отношением С/Ш для принятого сигнала. Этот процесс продолжается до тех пор, пока не будут генерированы кодовые биты для всех  $N_s$  пространственных каналов. Порядок для

прореживания - от наибольшего к наименьшему С/Ш для принятого сигнала независимо от конкретной кодовой скорости, используемой для каждого пространственного канала.

Для примера, показанного в Таблице 28, 3456 информационных битов, подлежащих передаче в общем кадре РНУ, сначала кодируются базовым кодом со скоростью 1/2, чтобы получить 6912 кодовых битов. Первые 3168 кодовых битов прореживаются с помощью прореживающего шаблона для кодовой скорости 11/16, чтобы получить 2304 кодовых бита, которые обеспечиваются в кадре РНУ для первого пространственного канала. Следующие 2592 кодовых бита затем прореживаются с помощью прореживающего шаблона для кодовой скорости 3/4, чтобы получить 1728 кодовых битов, которые обеспечиваются в кадре РНУ для второго пространственного канала. Следующие 894 кодовых бита затем прореживаются с помощью прореживающего шаблона для кодовой скорости 1/2, чтобы получить 288 кодовых битов, которые обеспечиваются в кадре РНУ для последнего пространственного канала. Эти четыре отдельных кадра РНУ обрабатываются далее и передаются на четырех пространственных каналах. Прореживание для следующего общего кадра РНУ выполняется аналогичным образом. Первая схема обработки может быть реализована ПРД процессором 710b данных на фиг. 9A.

Во второй схеме обработки кодирование и прореживание выполняются для пары поддиапазонов. Кроме того, кодирование и прореживание повторяются по всем выбранным пространственным каналам для каждой пары поддиапазонов.

Фиг. 11C показывает блок-схему, которая иллюстрирует ПРД процессор 710d данных, который реализует вторую схему обработки. Кодер 812 выполняет сверточное кодирование со скоростью 1/2 битов скремблирования из скремблера 810. Каждому пространственному каналу назначается конкретная скорость передачи, которая ассоциируется с конкретной комбинацией кодовой скорости и схемы модуляции, как показано в Таблице 25. Пусть  $b_m$  обозначает число кодовых битов на символ модуляции для пространственного канала  $m$  (или, эквивалентно, число кодовых битов, посылаемых на каждом поддиапазоне данных пространственного канала  $m$ ), а  $r_m$  обозначает кодовую скорость, используемую для пространственного канала  $m$ . Значение для  $b_m$  зависит от размера группы сигналов для схемы модуляции, используемой для пространственного канала  $m$ . В частности,  $b_m = 1, 2, 4, 6$  и  $8$  для BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM соответственно.

Кодер 812 подает поток кодовых битов со скоростью 1/2 на демультиплексор 816, который демультиплексирует принятый поток кодовых битов в четыре подпотока для четырех пространственных каналов. Демультиплексирование обеспечивает направление первых  $4b_1r_1$  кодовых битов в буфер 813a для пространственного канала 1, следующих  $4b_2r_2$  кодовых битов - в буфер 813b для пространственного канала 2 и т.д. Каждый буфер 813 принимает  $4b_m r_m$  кодовых битов каждый раз, как демультиплексор 816 проходит через все четыре пространственных канала. Все из  $b_{total} = \sum_{m=1}^4 b_m r_m$  кодовых битов со скоростью 1/2

подаются на четыре буфера 813a-813d для каждого периода. Демультиплексор 816, таким образом, проходит по всем четырем позициям для четырех пространственных каналов для каждых  $b_{total}$  кодовых битов, что является числом кодовых битов, которые могут быть переданы в паре поддиапазонов с использованием всех четырех пространственных каналов.

Когда каждый буфер 813 заполнен  $4b_m r_m$  кодовыми битами для соответствующего пространственного канала, кодовые биты в буфере прореживаются, чтобы получить кодовую скорость для этого пространственного канала. Поскольку  $4b_m r_m$  кодовых битов со скоростью 1/2 охватывают целое число периодов прореживания для каждого

прореживанияющего шаблона, точно  $2b_m$  кодовых битов для обеспечения прореживания для каждого пространственного канала  $m$ .  $2b_m$  кодовых битов для каждого пространственного канала затем распределяются (перемежаются) по поддиапазонам данных.

В варианте осуществления перемежение выполняется для каждого пространственного канала в группах из 6 поддиапазонов одновременно. Кодовые биты после прореживания для каждого пространственного канала могут быть пронумерованы последовательно как  $c_i$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots$ . Может иметься счетчик  $C_m$  для каждого пространственного канала для подсчета каждой группы из  $6b_m$  кодовых битов, обеспеченных прореживающим блоком для этого пространственного канала. Например, для QPSK с  $b_m = 2$  счетчик будет устанавливаться на  $C_m = 0$  для кодовых битов  $c_0 - c_{11}$ , обеспеченных прореживающим блоком,  $C_m = 1$  после кодовых битов  $c_{12} - c_{23}$  и т.д. Значение  $C_m$  счетчика для пространственного канала  $m$  может быть выражено как:

$$C_m = [i / (6b_m)] \bmod 8. \quad \text{Уравнение (23)}$$

Чтобы найти поддиапазон, которому назначается кодовый бит  $c_i$ , сначала для этого кодового бита находится битовый индекс следующим образом:

$$\text{битовый индекс} = (i \bmod 6) + 6 \cdot C_m. \quad \text{Уравнение (24)}$$

Битовый индекс затем отображается в соответствующий поддиапазон с использованием Таблицы 29.

Для вышеприведенного примера первая группа из 6 кодовых битов  $c_0 - c_5$  связывается с битовыми индексами 0-5 соответственно, вторая группа из 6 кодовых битов  $c_6 - c_{11}$  также связывается с битовыми индексами 0 - 5 соответственно. Кодовые биты  $c_0$  и  $c_6$  будут отображаться в поддиапазон -26, кодовые биты  $c_1$  и  $c_7$  будут отображаться в поддиапазон 1 и т.д., как показано в Таблице 29. Пространственная обработка может затем начинаться для этой первой группы из 6 поддиапазонов. Третья группа из 6 кодовых битов  $c_{12} - c_{17}$  (с  $C_m = 1$ ) связывается с индексами 6 - 11 соответственно, а четвертая группа из 6 кодовых битов  $c_{18} - c_{23}$  также связывается с битовыми индексами 6 - 11 соответственно. Кодовые биты  $c_2$  и  $c_{18}$  будут отображаться в поддиапазон -25, кодовые биты  $c_{13}$  и  $c_{19}$  будут отображаться в поддиапазон 2 и т.д. Пространственная обработка может затем начинаться для этой следующей группы из 6 поддиапазонов.

Число 6 в уравнении (24) следует из того факта, что перемежение выполняется в группах из шести поддиапазонов. Операция  $(\bmod 8)$  в уравнении (23) следует из того факта, что имеется восемь перемежающихся групп для 48 поддиапазонов данных. Поскольку на каждом периоде демультиплексор 816, показанный на фиг. 11С, вырабатывает достаточно кодовых битов, чтобы заполнить два поддиапазона для каждой широкополосной собственной моды, все 24 периода необходимы, чтобы обеспечить  $48b_m$  кодовых битов для одного символа МОРЧ для каждого пространственного канала.

Перемежение в группах из 6 поддиапазонов одновременно может снизить задержки обработки. В частности, пространственная обработка может начинаться, когда каждая группа из 6 поддиапазонов доступна.

В альтернативных вариантах осуществления перемежение может выполняться для каждого пространственного канала в группах из  $N_p$  поддиапазонов одновременно, где  $N_p$  может быть любым целым числом (например,  $N_p$  может быть равно 48 для перемежения по всем 48 поддиапазонам данных).

## VI. Калибровка

Для системы ДВР нисходящая и восходящая линии совместно используют одну и ту же частотную полосу в дуплексном режиме с разделением по времени. В этом случае между

канальными откликами нисходящей и восходящей линий существует, как правило, высокая степень корреляции. Эта корреляция может быть использована для упрощения оценки канала и пространственной обработки. Для системы ДВР каждый поддиапазон беспроводной линии может предполагаться обратимым. То есть если  $\underline{H}(k)$  представляет

матрицу канальных откликов из антенной решетки  $A$  в антенную решетку  $B$  для поддиапазона  $k$ , то обратимый канал подразумевает, что связь от решетки  $A$  к решетке  $B$  задается транспозицией  $\underline{H}^T(k)$ , которая представляет собой  $\underline{H}^T(k)$ .

Однако отклики (усиление и фаза) цепей передачи и приема в пункте доступа обычно отличаются от откликов цепей передачи и приема в пользовательском терминале. Чтобы найти различие в частотных откликах цепей передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале и учесть это различие, может выполняться калибровка, чтобы калиброванные отклики нисходящей и восходящей линий могли быть выражены в терминах друг друга. Когда цепи передачи/приема калиброваны и учтены, измерение для одной линии (к примеру, нисходящей) может быть использовано для получения управляющих векторов для другой линии (к примеру, восходящей).

"Эффективные" канальные отклики  $\underline{H}_{\text{eff}}(k)$  и  $\underline{H}_{\text{up}}(k)$  нисходящей и восходящей линий, которые включают в себя отклики соответствующих цепей передачи и приема в пункте доступа и пользовательском терминале, могут быть выражены как:

$$\underline{H}_{\text{do}}(k) = \underline{R}_{\text{ut}}(k) \underline{H}(k) \underline{T}_{\text{sp}}(k), \text{ для } k \in K, \text{ и} \quad \text{Уравнение (25)}$$

$\underline{H}_{\text{up}}(k) = \underline{R}_{\text{sp}}(k) \underline{H}^T(k) \underline{T}_{\text{ut}}(k)$ , для  $k \in K$ ,  
 где  $\underline{T}_{\text{sp}}(k)$  и  $\underline{R}_{\text{ut}}(k)$  являются диагональными матрицами размера  $N_{\text{sp}} \times N_{\text{sp}}$  с составляющими для комплексных коэффициентов усиления, связанных с цепью передачи и цепью приема соответственно для  $N_{\text{sp}}$  антенн в пункте доступа для поддиапазона  $k$ .  
 $\underline{T}_{\text{ut}}(k)$  и  $\underline{R}_{\text{sp}}(k)$  являются диагональными матрицами размера  $N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}}$  с составляющими для комплексных коэффициентов усиления, связанных с цепью передачи и цепью приема соответственно для  $N_{\text{ut}}$  антенн в пользовательском терминале для поддиапазона  $k$ ; и

$\underline{H}(k)$  является матрицей канальных откликов размером  $N_{\text{ut}} \times N_{\text{sp}}$  для нисходящей линии.

Комбинируя эти два уравнения в наборе (25) уравнений, можно получить следующее соотношение:

$$\underline{H}_{\text{up}}(k) \underline{K}_{\text{ut}}(k) = (\underline{H}_{\text{do}}(k) \underline{K}_{\text{sp}}(k))^T, \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (26)}$$

где  $\underline{K}_{\text{ut}}(k) = \underline{T}_{\text{ut}}^{-1}(k) \underline{R}_{\text{ut}}(k)$  и  $\underline{K}_{\text{sp}}(k) = \underline{T}_{\text{sp}}^{-1}(k) \underline{R}_{\text{sp}}(k)$ .

Левая часть уравнения (26) представляет "истинно" калиброванный канальный отклик в восходящей линии, а правая часть представляет транспозицию "истинно" калиброванного канального отклика в нисходящей линии. Применение диагональных матриц  $\underline{K}_{\text{sp}}(k)$  и  $\underline{K}_{\text{ut}}(k)$  для эффективных канальных откликов нисходящей линии и восходящей линии соответственно, как показано в уравнении (26), позволяет выразить калиброванные канальные отклики для нисходящей и восходящей линий как транспозиции друг друга. Диагональная матрица  $\underline{K}_{\text{sp}}(k)$  размером  $N_{\text{sp}} \times N_{\text{sp}}$  для пункта доступа является отношением отклика  $\underline{R}_{\text{sp}}(k)$  приемной цепи к отклику  $\underline{T}_{\text{sp}}(k)$  передающей цепи (т.е.

$$\underline{K}_{\text{sp}}(k) = \frac{\underline{R}_{\text{sp}}(k)}{\underline{T}_{\text{sp}}(k)}, \text{ где это отношение берется на поэлементной основе. Аналогично}$$

диагональная матрица  $\underline{K}_{\text{ut}}(k)$  размером  $N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}}$  для пользовательского терминала является отношением отклика  $\underline{R}_{\text{ut}}(k)$  приемной цепи к отклику  $\underline{T}_{\text{ut}}(k)$  передающей цепи.

Матрицы  $\underline{K}_{\text{sp}}(k)$  и  $\underline{K}_{\text{ut}}(k)$  включают в себя значения, которые могут учитывать различия в цепях передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале. Это затем позволит выразить канальный отклик для одной линии через канальный отклик для другой линии, как показано в уравнении (26).

Может быть выполнена калибровка, чтобы найти матрицы  $\hat{K}_{sp}(k)$  и  $\hat{K}_{us}(k)$ . Как правило, истинный канальный отклик  $H(k)$  и отклики цепи передачи/приема неизвестны и не могут быть точно или легко установлены. Вместо этого можно оценить эффективные канальные отклики нисходящей и восходящей линий  $H_{sp}(k)$  и  $H_{up}(k)$  соответственно на основании пилот-сигналов, посланных по нисходящей и восходящей линиям, как описано ниже. Оценки матриц  $\hat{K}_{sp}(k)$  и  $\hat{K}_{us}(k)$ , которые называются корректировочными матрицами  $\hat{K}_{sp}(k)$  и  $\hat{K}_{us}(k)$ , можно затем выделить на основании оценок  $\hat{H}_{sp}(k)$  и  $\hat{H}_{up}(k)$  канальных откликов нисходящей и восходящей линий, как описано ниже. Матрицы  $\hat{K}_{sp}(k)$  и  $\hat{K}_{us}(k)$  включают в себя корректировочные коэффициенты, которые могут учитывать различия в цепях передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале.

"Калиброванные" канальные отклики нисходящей и восходящей линий, наблюдаемые пользовательским терминалом и пунктом доступа соответственно, можно выразить как:

$$\underline{H}_{dn}(k) = \underline{H}_{dn}(k) \hat{K}_{sp}(k), \text{ для } k \in K, \text{ и} \quad \text{Уравнение (27)}$$

$$\underline{H}_{up}(k) = \underline{H}_{up}(k) \hat{K}_{us}(k), \text{ для } k \in K,$$

где  $\underline{H}_{dn}(k)$  и  $\underline{H}_{up}(k)$  являются выражениями "истинного" калиброванного канального отклика в уравнении (26). Комбинируя два уравнения в наборе (27) уравнений с использованием выражения в уравнении (26), можно показать, что  $\underline{H}_{up}(k) \approx \underline{H}_{dn}(k)$ . Точность соотношения  $\underline{H}_{up}(k) \approx \underline{H}_{dn}(k)$  зависит от точности матриц  $\hat{K}_{sp}(k)$  и  $\hat{K}_{us}(k)$ , которая, в свою очередь, обычно зависит от качества оценок  $\hat{H}_{sp}(k)$  и  $\hat{H}_{up}(k)$  канальных откликов нисходящей и восходящей линий.

Калибровка может быть выполнена с помощью различных схем. Для ясности ниже описывается конкретная схема калибровки. Чтобы выполнить калибровку, пользовательский терминал сначала получает синхронизацию и частоту пункта доступа на основании маякового пилот-сигнала, переданного по каналу BCH. Затем пользовательский терминал посылает сообщение по каналу RACH, чтобы инициировать процедуру калибровки пунктом доступа. Эта калибровка может выполняться параллельно с регистрацией/аутентификацией.

Поскольку частотные отклики цепей передачи/приема в пункте доступа и пользовательском терминале, как правило, равномерные по большей части полосы, представляющей интерес, различия усиления/фазы цепей передачи/приема можно характеризовать малым числом поддиапазонов. Калибровка может выполняться для 4, 8, 16, 48 или какого-нибудь иного числа поддиапазонов, которые можно конкретизировать в сообщении, посланном для инициирования калибровки. Калибровка может также выполняться для пилотных поддиапазонов. Калибровочные постоянные для поддиапазонов, на которых калибровка не выполняется в явном виде, могут быть вычислены интерполяцией на калиброванных поддиапазонах. Для ясности далее предполагается, что калибровка выполняется для всех поддиапазонов данных.

Для калибровки пункт доступа выделяет пользовательскому терминалу достаточно времени в канале RACH, чтобы послать пилот-сигнал MBxMВых восходящей линии достаточной длительности плюс сообщение. Длительность пилот-сигнала MBxMВых восходящей линии может зависеть от числа поддиапазонов, по которым выполняется калибровка. Например, 8 символов MOPЧ может быть достаточно, если калибровка выполняется для четырех поддиапазонов, а больше (к примеру, 20) символов MOPЧ могут быть необходимы для большего числа поддиапазонов. Полная мощность передачи обычно фиксирована, так что, если пилот-сигнал MBxMВых передается в малом числе поддиапазонов, то более высокие значения мощности передачи можно использовать для каждого из этих поддиапазонов и отношение С/Ш для каждого поддиапазона высокое.

Ноаборо, если пилот-сигнал MBxMBых передается в большом числе поддиапазонов, то меньшие значения мощности передачи можно использовать для каждого поддиапазона и отношение C/Ш для каждого поддиапазона снижается. Если C/Ш каждого поддиапазона недостаточно высокое, то больше символов MOPЧ может быть послано для пилот-сигнала MBxMBых и будет интегрироваться в приемнике для получения более высокого отношения C/Ш для поддиапазона.

Пользовательский терминал затем передает на RCH пилот-сигнал MBxMBых, который используется пунктом доступа для выделения оценки эффективного канального отклика  $\hat{H}_{up}(k)$  восходящей линии для каждого из поддиапазонов данных. Оценки канальных откликов восходящей линии квантуются (например, на 12-битовые комплексные значения с синфазной ( $I$ ) и квадратурной ( $Q$ ) компонентами) и посылаются к пользовательскому терминалу.

Пользовательский терминал также выделяет оценку  $\hat{H}_{dl}(k)$  эффективного канального отклика нисходящей линии для каждого из поддиапазонов данных на основании пилот-сигнала MBxMBых, посланного на BCH. По получении эффективных оценок  $\hat{H}_{up}(k)$  и  $\hat{H}_{dl}(k)$  канальных откликов восходящей и нисходящей линий для всех поддиапазонов данных пользовательский терминал находит корректировочные коэффициенты  $\hat{K}_{up}(k)$  и  $\hat{K}_{dl}(k)$  для каждого из поддиапазонов данных, которые подлежат использованию пунктом доступа и пользовательским терминалом соответственно. Может быть определен корректировочный вектор  $\hat{K}_{up}(k)$ , чтобы включить только диагональные элементы  $\hat{K}_{up}(k)$ , и может быть определен корректировочный вектор  $\hat{K}_{dl}(k)$ , чтобы

включить только диагональные элементы  $\hat{K}_{dl}(k)$ .  
Корректировочные коэффициенты могут быть выделены различными путями, в том числе вычислением отношения матриц и вычислением МСКО. Оба этих способа вычисления более подробно описываются ниже. Также могут использоваться другие способы вычисления, которые входят в объем изобретения.

### 1. Вычисление отношения матриц

Чтобы найти корректировочные векторы  $\hat{K}_{up}(k)$  и  $\hat{K}_{dl}(k)$ , сначала для каждого поддиапазона данных при заданных эффективных оценках  $\hat{H}_{up}(k)$  и  $\hat{H}_{dl}(k)$  канальных откликов восходящей и нисходящей линий вычисляется матрица  $\underline{C}(k)$  размера  $(N_d \times N_{up})$  следующим образом:

$$\underline{C}(k) = \frac{\hat{H}_{up}^T(k)}{\hat{H}_{dl}(k)}, \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (28)}$$

где отношение берется на поэлементной основе. Каждый элемент  $\underline{C}(k)$  может, таким образом, вычисляться как:

$$c_{i,j}(k) = \frac{\hat{h}_{up,i,j}(k)}{\hat{h}_{dl,j}(k)}, \text{ для } i = \{1 \dots N_d\} \text{ и } j = \{1 \dots N_{up}\}, \quad \text{Уравнение (29)}$$

где  $\hat{h}_{up,i,j}(k)$  является  $(i,j)$ -м элементом (строкой столбцом)  $\hat{H}_{up}^T(k)$ ,  $\hat{h}_{dl,j}(k)$  является  $(j,j)$ -тым элементом  $\hat{H}_{dl}(k)$ , а  $c_{i,j}(k)$  является  $(i,j)$ -тым элементом  $\underline{C}(k)$ .

Корректировочный вектор  $\hat{K}_{up}(k)$  для пункта доступа далее равен среднему от нормированных строк  $\underline{C}(k)$ . Каждая строка  $\underline{C}(k)$  сначала нормируется путем масштабирования каждого из  $N_{up}$  элементов в строке первым элементом в этой строке. Таким образом, если  $c_{i,j}(k) = [c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{up}}(k)]$  является  $i$ -той строкой  $\underline{C}(k)$ , то

нормированная строка  $\tilde{c}_i(k)$  может быть выражена как:

$$\tilde{c}_i(k) = [c_{i,1}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,j}(k)/c_{i,1}(k) \dots c_{i,N_{\text{sp}}}(k)/c_{i,1}(k)] . \quad \text{Уравнение (30)}$$

Среднее нормированных строк является тогда суммой  $N_{\text{sp}}$  нормированных строк, поделенной на  $N_{\text{sp}}$ , что можно выразить как:

$$\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k) = \frac{1}{N_{\text{sp}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{sp}}} \tilde{c}_i(k) , \quad \text{для } k \in K . \quad \text{Уравнение (31)}$$

Вследствие нормировки первый элемент  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  является единицей.

Корректировочный вектор  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  для пользовательского терминала равен среднему от инверсий нормированных столбцов  $\underline{c}(k)$ .  $j$ -тый столбец  $\underline{c}(k)$  нормируется первым путем масштабирования каждого элемента в столбце  $j$ -тым элементом вектора  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$ , который обозначается как  $K_{\text{sp},jj}(k)$ . Таким образом,

если  $\underline{c}_j(k) = [c_{1,j}(k) \dots c_{N_{\text{sp},1}}(k)]^T$  является  $j$ -тым столбцом  $\underline{c}(k)$ , то нормированный столбец  $\hat{\underline{c}}_j(k)$  может быть выражен как:

$$\hat{\underline{c}}_j(k) = [c_{1,j}(k)/K_{\text{sp},1,j}(k) \dots c_{i,j}(k)/K_{\text{sp},i,j}(k) \dots c_{N_{\text{sp},j}}(k)/K_{\text{sp},j,j}(k)]^T . \text{Уравнение (32)}$$

Среднее от инверсий нормированных столбцов является тогда суммой инверсий  $N_{\text{sp}}$  нормированных строк, поделенной на  $N_{\text{sp}}$ , что можно выразить как:

$$\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k) = \frac{1}{N_{\text{sp}}} \sum_{j=1}^{N_{\text{sp}}} \frac{1}{\hat{\underline{c}}_j(k)} , \quad \text{для } k \in K , \quad \text{Уравнение (33)}$$

где инверсия  $\frac{1}{\hat{\underline{c}}_j(k)}$  от нормированных столбцов выполняется поэлементно.

## 2. Вычисление МСКО

Для вычисления МСКО корректировочные коэффициенты  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  и  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  выделяются из эффективных оценок  $\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)$  и  $\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)$  канальных откликов восходящей и нисходящей линий, так что среднеквадратичная ошибка (СКО) (MSE) между калиброванным канальным откликом нисходящей линии и калиброванным канальным откликом восходящей линии минимизируется. Это условие можно выразить как:

$$\min \left| (\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k))^T - (\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)) \right|^2 , \quad \text{для } k \in K , \quad \text{Уравнение (34)}$$

которое можно также записать как:

$$\min \left| \hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}^T(k) - \hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k) \right|^2 , \quad \text{для } k \in K ,$$

где  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}^{-T}(k) = \hat{\underline{K}}_{\text{sp}}^T(k)$ , поскольку  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  является диагональной матрицей.

Для уравнение (34) имеет место ограничение, согласно которому ведущий элемент  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  устанавливается на единицу (т.е.  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp},0,0}(k) = 1$ ). Без этого ограничения будет получено тривиальное решение со всеми элементами матриц  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$  и  $\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)$ , установленными на нуль. В уравнении (34) матрица  $\underline{Y}(k)$  получается как

$$\underline{Y}(k) = \hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{H}}_{\text{sp}}^T(k) - \hat{\underline{H}}_{\text{sp}}(k)\hat{\underline{K}}_{\text{sp}}(k) . \text{Квадрат абсолютного значения получается затем}$$

для каждой из  $N_{\text{sp}} \cdot N_{\text{sp}}$  составляющих матрицы  $\underline{Y}(k)$ . Среднеквадратичная ошибка (или квадрат ошибки, поскольку деление на  $N_{\text{sp}} \cdot N_{\text{sp}}$  опускается) равна тогда сумме всех  $N_{\text{sp}} \cdot N_{\text{sp}}$  квадратных значений.

Вычисление МСКО выполняется для каждого назначенного поддиапазона, чтобы



получить корректные коэффициенты  $\hat{K}_{xy}(k)$  и  $\hat{K}_{yx}(k)$  для поддиапазона.

Вычисление МСКО для одного поддиапазона описывается ниже. Для простоты индекс  $k$  поддиапазона опускается в нижеследующем описании. Также для простоты элементы оценки  $\hat{H}_{xy}(k)$  нисходящей линии обозначаются как  $\{a_i\}$ , элементы оценки  $\hat{H}_{yx}(k)$  восходящей линии обозначаются как  $\{b_j\}$ , диагональные элементы матрицы  $\hat{K}_{xy}$  обозначаются как  $\{u_i\}$ , а диагональные элементы матрицы  $\hat{K}_{yx}$  обозначаются как  $\{v_j\}$ , где  $i=\{1 \dots N_{xy}\}$  и  $j=\{1 \dots N_{yx}\}$ .

Среднеквадратичная ошибка может быть переписана из уравнения (34) следующим образом:

$$MSE = \sum_{j=1}^{N_{xy}} |a_y u_i - b_y v_j|^2, \quad \text{Уравнение (35)}$$

а вновь имеет место ограничение  $u_i = 1$ . Минимальная среднеквадратичная оценка может быть получена взятием частных производных от уравнения (35) по  $u_i$  и  $v_j$  и установкой этих частных производных на нуль. Результатами этих операций являются следующие наборы уравнений:

$$\sum_{j=1}^{N_{xy}} (a_y u_i - b_y v_j) \cdot a_y^* = 0, \text{ for } i \in \{2 \dots N_{xy}\}, \text{ и} \quad \text{Уравнение (36a)}$$

$$\sum_{i=1}^{N_{xy}} (a_y u_i - b_y v_j) \cdot b_j^* = 0, \text{ for } j \in \{1 \dots N_{yx}\}. \quad \text{Уравнение (36b)}$$

В уравнении (36a)  $u_1=1$ , так что для этого случая нет частной производной и индекс  $i$  изменяется от 2 до  $N_{xy}$ .

Набор из  $(N_{xy} + N_{yx} - 1)$  уравнений в наборе уравнений (36a) и (36b) может быть более традиционно выражен в матричной форме следующим образом:

$$\underline{A} \underline{y} = \underline{z}, \quad \text{Уравнение (37)}$$

где

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_{xy}} |a_{2j}|^2 & 0 & \dots & 0 & -b_{21} a_{21}^* & \dots & -b_{2N_{xy}} a_{2N_{xy}}^* \\ 0 & \sum_{j=1}^{N_{xy}} |a_{3j}|^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \sum_{j=1}^{N_{xy}} |a_{N_{xy}j}|^2 & -b_{N_{xy}1} a_{N_{xy}1}^* & \dots & -b_{N_{xy}N_{xy}} a_{N_{xy}N_{xy}}^* \\ -a_{21} b_{21}^* & \dots & \dots & -a_{N_{xy}1} b_{N_{xy}1}^* & \sum_{i=1}^{N_{xy}} |b_{i1}|^2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{xy}} |b_{i2}|^2 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ -a_{2N_{xy}} b_{2N_{xy}}^* & \dots & \dots & -a_{N_{xy}N_{xy}} b_{N_{xy}N_{xy}}^* & 0 & \dots & 0 & \sum_{i=1}^{N_{xy}} |b_{iN_{xy}}|^2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ \dots \\ u_{N_{sp}} \\ v_1 \\ v_2 \\ \dots \\ v_{N_{sc}} \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \underline{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ a_{11}b_{11}^* \\ a_{12}b_{12}^* \\ \dots \\ a_{1N_{sc}}b_{1N_{sc}}^* \end{bmatrix}.$$

Матрица  $\underline{\mathbf{A}}$  включает в себя  $(N_{sp} + N_{sc} - 1)$  строк, причем первые  $N_{sp} - 1$  строк соответствуют  $N_{sp} - 1$  уравнениям из набора (36a) уравнений, а последние  $N_{sc}$  строк соответствуют  $N_{sc}$  уравнениям из набора (36b) уравнений. В частности, первая строка матрицы  $\underline{\mathbf{A}}$  генерируется из набора (36a) уравнений при  $i = 2$ , вторая строка генерируется при  $i = 3$ , и т.д.  $N_{sp}$ -я строка матрицы  $\underline{\mathbf{A}}$  генерируется из набора (36b) уравнений при  $j = 1$ , и т.д., а последняя строка генерируется при  $j = N_{sc}$ . Как показано выше, составляющие матрицы  $\underline{\mathbf{A}}$  и составляющие вектора  $\underline{\mathbf{z}}$  могут быть получены на основании составляющих матриц  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{si}^T$  и  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sp}$ .

Корректировочные коэффициенты включаются в вектор  $\underline{\mathbf{y}}$ , который можно получить как:

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{A}}^{-1} \underline{\mathbf{z}}. \quad \text{Уравнение (38)}$$

Результатами вычисления МСКО являются корректировочные матрицы  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}$ , которые минимизируют среднеквадратичную ошибку в калиброванных канальных откликах нисходящей и восходящей линий, как показано в уравнении (34). Поскольку матрицы  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}$  получены на основании оценок  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sc}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sp}$  канальных откликов восходящей и нисходящей линий, качество корректировочных матриц  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}$ , таким образом, зависит от качества канальных оценок  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sc}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sp}$ . Пилот-сигнал MBxMВых может усредняться в приемнике, чтобы получить более точные оценки для  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sc}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{sp}$ .

Корректировочные матрицы  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}$ , полученные на основании вычисления МСКО, в общем лучше, чем корректировочные матрицы, полученные на основании вычисления отношения матриц. Это особенно правильно, когда некоторые из канальных коэффициентов усиления малы и измеренный шум может сильно ухудшить канальные коэффициенты усиления.

### 3. Последующее вычисление

Пара корректировочных векторов  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}(k)$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}(k)$  может быть найдена для каждого из поддиапазонов данных. Поскольку смежные поддиапазоны вероятнее всего коррелированы, вычисление можно упростить. Например, вычисление можно выполнять для каждого  $n$ -ного поддиапазона вместо каждого поддиапазона, где  $n$  может быть найдено через ожидаемый отклик цепей передачи/приема. Если калибровка выполняется для менее чем всех поддиапазонов данных и пилот-сигналов, то корректировочные коэффициенты для "некалиброванных" поддиапазонов могут быть получены интерполяцией корректировочных коэффициентов, полученных для "калиброванных" поддиапазонов.

Различные иные схемы калибровки могут также использоваться для выделения корректировочных векторов  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sp}(k)$  и  $\hat{\underline{\mathbf{K}}}_{sc}(k)$  для пункта доступа и пользовательского терминала соответственно. Однако описанная выше схема позволяет получить

"совместимые" корректировочные векторы для пункта доступа, когда калибровка выполняется различными пользовательскими терминалами.

После такого получения пользовательский терминал посылает корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp}(k)$  для всех поддиапазонов данных назад в пункт доступа. Если пункт

5 доступа уже откалиброван (к примеру, другими пользовательскими терминалами), то текущие корректировочные векторы обновляются вновь принятыми корректировочными векторами. Таким образом, если пункт доступа использует корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp1}(k)$  для передачи пилот-сигнал MBxMBых, из которого пользовательский терминал  
10 находит новые корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp2}(k)$ , тогда обновленные корректировочные векторы являются произведением текущего и нового корректировочных векторов, т.е.  $\hat{\mathbf{K}}_{qp3}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{qp1}(k) \cdot \hat{\mathbf{K}}_{qp2}(k)$ , где перемножение осуществляется на поэлементной основе. Обновленные корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp3}(k)$  могут затем использоваться пунктом  
15 доступа до тех пор, пока они не будут снова обновлены.

Корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp1}(k)$  и  $\hat{\mathbf{K}}_{qp2}(k)$  могут быть получены тем же самым или иными пользовательскими терминалами. В одном варианте осуществления обновленные корректировочные векторы определяются как  $\hat{\mathbf{K}}_{qp3}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{qp1}(k) \cdot \hat{\mathbf{K}}_{qp2}(k)$ , где перемножение  
20 осуществляется на поэлементной основе. В другом варианте осуществления обновленные корректировочные векторы могут быть определены повторно

как  $\hat{\mathbf{K}}_{qp3}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{qp1}(k) \cdot \hat{\mathbf{K}}_{qp2}^{\alpha}(k)$ , где  $\alpha$  является коэффициентом, используемым для  
25 обеспечения взвешенного усреднения (т.е.  $0 < \alpha < 1$ ). Если обновления калибровки нечасты, то  $\alpha$ , близкий к единице, может обеспечивать лучший результат. Если обновления калибровки часты, но зашумлены, то лучшим будет меньшее значение для  $\alpha$ . Обновленные корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp3}(k)$  могут затем использоваться пунктом доступа до тех

30 пор, пока они не будут снова обновлены. Пункт доступа и пользовательский терминал используют свои соответствующие корректировочные векторы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp}(k)$  и  $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$  или соответствующие корректировочные матрицы  $\hat{\mathbf{K}}_{qp}(k)$  и  $\hat{\mathbf{K}}_{ut}(k)$  для  $k \in K$ , чтобы масштабировать символы перед передачей, как  
35 описано ниже. Калиброванные каналы нисходящей и восходящей линий, которые наблюдают пользовательский терминал и пункт доступа, показаны в уравнении (27).

## VII. Пространственная обработка

Пространственная обработка в пункте доступа и пользовательском терминале может быть упрощена для системы ДВР после того, как выполнена калибровка, чтобы вычислять  
40 различие в цепях передачи/приема. Как отмечено выше, калиброванный канальный отклик нисходящей линии равен  $\underline{\mathbf{H}}_{ds}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{dp}(k)$ . Калибровочный канальный отклик восходящей линии равен  $\underline{\mathbf{H}}_{us}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{up}(k) \cdot \hat{\mathbf{K}}_{up}(k)$ .

### 1. Пространственная обработка восходящей линии

45 Декомпозиция по сингулярным значениям матрицы  $\underline{\mathbf{H}}_{up}(k)$  калиброванных канальных откликов восходящей линии может быть выражена как:

$$\underline{\mathbf{H}}_{up}(k) = \underline{\mathbf{U}}_{up}(k) \underline{\Sigma}(k) \underline{\mathbf{V}}_{up}^H(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (39)}$$

где  $\underline{\mathbf{U}}_{up}(k)$  является единичной матрицей размера  $(N_{up} \times N_{up})$  левых собственных  
50 векторов  $\underline{\mathbf{H}}_{up}(k)$ ;

$\underline{\Sigma}(k)$  диагональной матрицей размера  $(N_{up} \times N_{up})$  сингулярных значений  $\underline{\mathbf{H}}_{up}(k)$ ; и  $\underline{\mathbf{V}}_{up}^H(k)$  является единичной матрицей размера  $(N_{up} \times N_{up})$  правых собственных векторов

$$H_{\text{ср}}(k)$$

Соответственно декомпозиция по сингулярным значениям матрицы  $H_{\text{ср}}(k)$  калиброванных канальных откликов восходящей линии может быть выражена как:

$$H_{\text{ср}}(k) = \underline{V}_{\text{ш}}^*(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{U}_{\text{ср}}^T(k), \quad \text{для } k \in K. \quad \text{Уравнение (40)}$$

Матрицы  $\underline{V}_{\text{ш}}^*(k)$  и  $\underline{U}_{\text{ср}}^*(k)$  являются также матрицами левых и правых собственных векторов соответственно,  $\underline{H}_{\text{ср}}(k)$ . Как показано в уравнениях (39) и (40) и основано на вышеприведенном описании, матрицы левых и правых собственных векторов для одной линии являются комплексно сопряженными матрицами правых и левых собственных векторов соответственно для другой линии. Матрицы  $\underline{V}_{\text{ш}}^*(k)$ ,  $\underline{V}_{\text{ср}}^*(k)$ ,  $\underline{V}_{\text{ш}}^T(k)$  и  $\underline{V}_{\text{ср}}^T(k)$  являются различными формами матрицы  $\underline{V}_{\text{ш}}(k)$ , а матрицы  $\underline{U}_{\text{ср}}(k)$ ,  $\underline{U}_{\text{ш}}^*(k)$ ,  $\underline{U}_{\text{ср}}^T(k)$  и  $\underline{U}_{\text{ш}}^T(k)$  являются также различными формами матрицы  $\underline{U}_{\text{ср}}(k)$ . Для простоты ссылка на матрицы  $\underline{U}_{\text{ср}}(k)$  и  $\underline{V}_{\text{ш}}(k)$  в нижеследующем описании может также относиться к их различным иным формам. Матрицы  $\underline{U}_{\text{ср}}(k)$  и  $\underline{V}_{\text{ш}}(k)$  используются пунктом доступа и пользовательским терминалом соответственно для пространственной обработки и обозначаются как таковые своими подстрочными индексами. Собственные векторы часто также называются "управляющими" векторами.

Пользовательский терминал может оценивать калиброванные канальные отклики нисходящей линии на основании пилот-сигнала МВхМВых, посланного пунктом доступа. Пользовательский терминал может затем выполнять декомпозицию по сингулярным значениям оценки  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей линии для  $k \in K$ , чтобы получить диагональную матрицу  $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$  и матрицу  $\underline{\hat{V}}_{\text{ш}}^*(k)$  левых собственных векторов  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$ . Эта декомпозиция по сингулярным значениям может быть задана как  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k) = \underline{\hat{V}}_{\text{ш}}^*(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{U}}_{\text{ср}}^T(k)$ , где символ ("^") над каждой матрицей указывает, что это оценка действительной матрицы.

Аналогично пункт доступа может оценивать калиброванные канальные отклики восходящей линии на основании пилот-сигнала МВхМВых, посланного пользовательским терминалом. Пункт доступа может затем выполнять декомпозицию по сингулярным значениям для оценки  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$  калиброванных канальных откликов восходящей линии для  $k \in K$ , чтобы получить диагональную матрицу  $\underline{\hat{\Sigma}}(k)$  и матрицу  $\underline{\hat{U}}_{\text{ср}}(k)$  левых собственных векторов  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$ . Эта декомпозиция по сингулярным значениям может быть задана как  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k) = \underline{\hat{U}}_{\text{ср}}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{\text{ш}}^T(k)$ .

Матрица  $\underline{F}_{\text{ш}}(k)$  размера  $(N_{\text{ср}} \times N_{\text{ш}})$  может быть определена как:

$$\underline{F}_{\text{ш}}(k) = \underline{\hat{\Sigma}}_{\text{ш}}(k) \underline{\hat{V}}_{\text{ш}}^*(k), \quad \text{для } k \in K. \quad \text{Уравнение (41)}$$

Пользовательский терминал, когда он активен, поддерживает действующую оценку калиброванного канала  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$  нисходящей линии и матрицы  $\underline{\hat{V}}_{\text{ш}}(k)$  левых собственных векторов  $\underline{\hat{H}}_{\text{ср}}(k)$ , которые используются для обновления матрицы  $\underline{F}_{\text{ш}}(k)$ .

Пользовательский терминал использует матрицу  $\underline{F}_{\text{ш}}(k)$  для пространственной обработки для режимов управления лучом и пространственного мультиплексирования. Для режима пространственного мультиплексирования вектор  $\underline{x}_{\text{ш}}(k)$  передачи для каждого поддиапазона может быть выражен как:

$$\underline{x}_{\text{ш}}(k) = \underline{F}_{\text{ш}}(k) \underline{s}_{\text{ср}}(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (42)}$$

где  $\mathbf{x}_{up}(k)$  является вектором данных, содержащим до  $N_s$  символов, подлежащих передаче на  $N_s$  собственных режимах поддиапазона  $k$ ,

5  $\hat{\mathbf{F}}_w(k)$  заменяет  $\mathbf{F}(k)$  в уравнении (15), а масштабирование сигнала, посредством  $\hat{\mathbf{G}}(k)$  для реализации инверсии каналов для простоты опускается в уравнении (42); и  $\mathbf{x}_{ap}(k)$  является вектором передачи для восходящей линии для поддиапазона  $k$ .

В пункте доступа принятый вектор  $\mathbf{r}_{ap}(k)$  для передачи восходящей линии можно выразить как:

$$\begin{aligned} 10 \quad \mathbf{r}_{ap}(k) &= \mathbf{H}_{ap}(k)\mathbf{x}_{up}(k) + \mathbf{n}_{ap}(k), \quad \text{для } k \in K, \\ &= \mathbf{H}_{ap}(k)\hat{\mathbf{K}}_w(k)\hat{\mathbf{V}}_w(k)\mathbf{s}_{ap}(k) + \mathbf{n}_{ap}(k) \\ &\approx \hat{\mathbf{H}}_{cap}(k)\hat{\mathbf{V}}_w(k)\mathbf{s}_{ap}(k) + \mathbf{n}_{ap}(k) \quad \text{Уравнение (43)} \\ 15 \quad &= \hat{\mathbf{U}}_p(k)\hat{\mathbf{S}}(k)\hat{\mathbf{V}}_w^H(k)\hat{\mathbf{V}}_w(k)\mathbf{s}_{ap}(k) + \mathbf{n}_{ap}(k) \\ &= \hat{\mathbf{U}}_p(k)\hat{\mathbf{S}}(k)\mathbf{s}_{ap}(k) + \mathbf{n}_{ap}(k) \end{aligned}$$

20 где  $\mathbf{r}_{ap}(k)$  является принятым вектором для поддиапазона  $k$  восходящей линии; и  $\mathbf{n}_{ap}(k)$  является аддитивным белым Гауссовским шумом (АБГШ) для поддиапазона  $k$ .

Уравнение (43) использует следующие соотношения:

30  $\mathbf{H}_{ap}(k)\hat{\mathbf{K}}_w(k) = \mathbf{H}_{cap}(k) \approx \hat{\mathbf{H}}_{cap}(k)$  и  $\hat{\mathbf{H}}_{cap}(k) = \hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)\hat{\mathbf{S}}(k)\hat{\mathbf{V}}_w^H(k)$ . Как показано в уравнении (43), в пункте доступа принятая передача восходящей линии преобразуется 35 посредством:  $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)\hat{\mathbf{S}}(k)$ , что является матрицей  $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)$  левых собственных векторов  $\hat{\mathbf{H}}_{cap}(k)$ , масштабированной диагональной матрицей  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  сингулярных величин.

Пользовательский терминал передает управляемый эталон по восходящей линии с использованием матрицы  $\mathbf{F}_w(k)$ . Управляемый эталон является передачей пилот-сигнала на одной широкополосной собственной моде с использованием управления лучом или формирования луча, и более подробно описан ниже. В пункте доступа принятый управляемый эталон восходящей линии (в отсутствие шума) приблизительно равен  $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)$

35  $\hat{\mathbf{S}}(k)$ . Пункт доступа может затем получить оценку единичной матрицы  $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)$  и диагональной матрицы  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  на основании управляемого эталона, посланного пользовательским терминалом. Различные методы оценки могут использоваться для получения оценки единичной и диагональной матриц.

40 В одном варианте осуществления, чтобы получить оценку  $\hat{\mathbf{U}}_{ap}(k)$ , принятый вектор

$\mathbf{r}_m(k)$  для управляемого эталона для поддиапазона  $k$  широкополосной собственной моды  $m$  сначала умножается на комплексно сопряженное от символа  $p^*$  пилот-сигнала МОРЧ,

45 посланного в качестве управляемого эталона. Генерирование управляемого эталона и символа пилот-сигнала МОРЧ более подробно описано ниже. Результат затем интегрируется по множеству принятых управляемых эталонных символов для каждой широкополосной собственной моды, чтобы получить оценку  $\hat{\mathbf{H}}_m(k)$   $\sigma_m(k)$ , которая масштабируется левым собственным вектором  $\hat{\mathbf{H}}_{cap}(k)$  для широкополосной собственной

50 моды  $m$ . Поскольку собственные векторы имеют единичную мощность, сингулярные значения (или  $\sigma_m(k)$ ) в  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  могут быть оценены на основании принятой мощности управляемого эталона, которую можно измерить для каждого поддиапазона каждой

широкополосной собственной моды.

В другом варианте осуществления используется метод МСКО, чтобы получить оценку  $\hat{\mathbf{u}}_m(k)$  на основании принятого вектора  $\mathbf{r}_l(k)$  для управляемого эталона.

Управляемый эталон может быть передан для одной широкополосной собственной моды в любом заданном символьном периоде и, в свою очередь, может использоваться для получения оценки одного собственного вектора для каждого поддиапазона этой широкополосной собственной моды. Таким образом, приемник способен получить оценку одного собственного вектора в единичной матрице для любого заданного символьного периода. Поскольку оценки множества собственных векторов для единичной матрицы получаются по разным символьным периодам и из-за шума и других источников ухудшения в трассе передачи, оцененные собственные векторы для единичной матрицы, вероятно, не ортогональны. Если оцененные собственные векторы после этого используются для пространственной обработки передачи данных в другой линии, то любые ошибки в ортогональности в этих оцененных собственных векторах приведут к перекрестным помехам для собственных векторов, что может ухудшить функционирование.

В варианте осуществления оцененные собственные векторы для каждой единичной матрицы принудительно делают ортогональными друг другу. Эта ортогонализация собственных векторов может быть достигнута с использованием разных методов, таких как разложение на множители QR, вычисление минимальной квадратичной ошибки, полярная декомпозиция и т.д. Разложение на множители QR осуществляет декомпозицию матрицы  $\hat{\mathbf{M}}^T$  (с неортогональными столбцами) в ортогональную матрицу  $\hat{\mathbf{Q}}_p$  и верхнюю треугольную матрицу  $\hat{\mathbf{R}}_p$ . Матрица  $\hat{\mathbf{Q}}_p$  образует ортогональный базис для столбцов  $\hat{\mathbf{M}}^T$ . Диагональные элементы  $\hat{\mathbf{R}}_p$  задают длину компонентов в столбцах  $\hat{\mathbf{M}}^T$  в направлениях соответствующих столбцов  $\hat{\mathbf{Q}}_p$ . Матрица  $\hat{\mathbf{Q}}_p$  может использоваться для пространственной обработки по нисходящей линии. Матрицы  $\hat{\mathbf{Q}}_p$  и  $\hat{\mathbf{R}}_p$  могут использоваться для получения матрицы

улучшенного согласованного фильтра для восходящей линии. Разложение на множители QR может выполняться разными способами, в том числе процедурой Грам-Шмидта, вспомогательным преобразованием и т.д.

Другие методы для оценивания единичной и диагональной матриц на основании управляемого эталона также можно использовать, и они входят в объем изобретения.

Пункт доступа может, таким образом, оценивать как  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ap}}(k)$ , так и  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{ap}}(k)$  на основании управляемого эталона, переданного пользовательским терминалом, без необходимости выполнять декомпозицию по сингулярным значениям над  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{sup}}(k)$ .

Нормированная матрица  $\hat{\mathbf{M}}_{\text{ap}}(k)$  согласованного фильтра для передачи восходящей линии от пользовательского терминала может быть выражена как:

$$\hat{\mathbf{M}}_{\text{ap}}(k) = \hat{\mathbf{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^H(k) \quad \text{Уравнение (44)}$$

Согласованная фильтрация в пункте доступа для передачи восходящей линии далее может быть выражена как:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{\text{ap}}(k) &= \hat{\mathbf{M}}_{\text{ap}}(k) \mathbf{r}_{\text{ap}}(k) \\ &= \hat{\mathbf{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^H(k) (\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k) \hat{\mathbf{\Sigma}}(k) \hat{\mathbf{s}}_{\text{ap}}(k) + \mathbf{n}_{\text{ap}}(k)) \quad \text{Уравнение (45)} \\ &= \hat{\mathbf{s}}_{\text{ap}}(k) + \hat{\mathbf{n}}_{\text{ap}}(k) \end{aligned}$$

где  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{ap}}(k)$  является оценкой вектора символов  $\mathbf{s}_{\text{ap}}(k)$  модуляции, переданных пользовательским терминалом для режима пространственного мультиплексирования. Для режима управления лучом только одна строка матрицы  $\hat{\mathbf{M}}_{\text{ap}}(k)$  используется для обеспечения одной оценки  $\hat{s}_i(k)$  символа собственной моды, используемой для передачи данных.

## 2. Пространственная обработка нисходящей линии

Для нисходящей линии пункт доступа использует матрицу  $F_{sp}(k)$ ; размера  $(N_{sp} \times N_{sp})$  для пространственной обработки. Эту матрицу можно выразить как:

$$F_{sp}(k) = \hat{K}_{sp}(k) \hat{U}_{sp}^*(k), \text{ для } k \in K. \quad \text{Уравнение (46)}$$

Корректировочная матрица  $\hat{K}_{sp}(k)$  выводится пользовательским терминалом и передается назад в пункт доступа во время калибровки. Матрица  $\hat{U}_{sp}(k)$  может быть получена на основании управляемого эталона, переданного по восходящей линии пользовательским терминалом.

Для режима пространственного мультиплексирования вектор  $x_{dn}(k)$  передачи для каждого поддиапазона может быть выражен как:

$$x_{dn}(k) = F_{sp}(k) s_{dn}(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (47)}$$

где  $x_{dn}(k)$  является вектором передачи,  $s_{dn}(k)$  является вектором данных для нисходящей линии, а масштабирование сигнала посредством  $\hat{G}(k)$  для достижения инверсии каналов для простоты опускается в уравнении (47).

В пользовательском терминале принятый вектор  $r_{cd}(k)$  для передачи нисходящей линии может быть выражен как:

$$r_{cd}(k) = \hat{H}_{dn}(k) x_{dn}(k) + n_{dn}(k) \quad \text{Уравнение (48)}$$

$$= \hat{H}_{dn}(k) \hat{K}_{sp}(k) \hat{U}_{sp}^*(k) s_{dn}(k) + n_{dn}(k)$$

$$= \hat{H}_{cd}(k) \hat{U}_{sp}(k) s_{dn}(k) + n_{dn}(k)$$

$$= \hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) \hat{U}_{sp}^T(k) \hat{U}_{sp}^*(k) s_{dn}(k) + n_{dn}(k)$$

$$= \hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) s_{dn}(k) + n_{dn}(k), \text{ для } k \in K,$$

Как показано в уравнении (48), в пользовательском терминале принятая передача по нисходящей линии преобразуется посредством  $\hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k)$ , которое является матрицей

левых собственных векторов  $\hat{H}_{cd}(k)$ , масштабированной диагональной матрицей  $\hat{\Sigma}(k)$  сингулярных величин.

Нормированная матрица  $\hat{M}_{ut}(k)$  согласованного фильтра для передачи по нисходящей линии от пункта доступа может быть выражена как:

$$\hat{M}_{ut}(k) = \hat{\Sigma}^{-1}(k) \hat{V}_{ut}^T(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (49)}$$

Диагональная матрица  $\hat{\Sigma}(k)$  и матрица  $\hat{V}_{ut}(k)$  левых собственных векторов могут быть выведены пользовательским терминалом посредством выполнения декомпозиции по сингулярным значениям над оценкой  $\hat{H}_{cd}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей линии, как описано выше.

Согласованная фильтрация в пользовательском терминале для передачи по нисходящей линии далее может быть выражена как:

$$\hat{s}_{dn}(k) = \hat{M}_{ut}(k) r_{cd}(k) \quad \text{Уравнение (50)}$$

$$= \hat{\Sigma}^{-1}(k) \hat{V}_{ut}^T(k) (\hat{V}_{ut}^*(k) \hat{\Sigma}(k) s_{dn}(k) + n_{dn}(k)), \text{ для } k \in K.$$

$$= s_{dn}(k) + \hat{n}_{dn}(k)$$

## 3. Пространственная обработка пункта доступа и пользовательского терминала

Рассмотрим обратимости обработки канала для системы ДВР и калибровки пространственной обработки как в пункте доступа, так и в пользовательском терминале может быть упрощена. Таблица 32 подытоживает пространственную обработку в пункте доступа и пользовательском терминале для передачи и приема данных.

5

		Таблица 32	
		Восходящая линия	Нисходящая линия
Пользовательский терминал	Передача:	$\hat{\mathbf{X}}_{up}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{up}(k) \hat{\mathbf{Y}}_{up}(k) \hat{\mathbf{S}}_{up}(k)$	Прим.: $\hat{\mathbf{S}}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{S}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{Y}}_{dn}^T(k) \hat{\mathbf{X}}_{dn}(k)$
Пункт доступа	Прим.: $\hat{\mathbf{S}}_{up}(k) = \hat{\mathbf{S}}^{-1}(k) \hat{\mathbf{Y}}_{up}^H(k) \hat{\mathbf{X}}_{up}(k)$	Передача:	$\hat{\mathbf{X}}_{dn}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{up}(k) \hat{\mathbf{Y}}_{up}^*(k) \hat{\mathbf{S}}_{dn}(k)$

10

Пространственная обработка для приема данных обычно также называется согласованной фильтрацией.

15

Из-за обратимого канала  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  является матрицей правых собственных векторов

$\hat{\mathbf{H}}_{up}(k)$  (для передачи) и левых собственных векторов  $\hat{\mathbf{H}}_{dn}(k)$  (для приема) для

пользовательского терминала. Аналогично  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  является как матрицей правых

20

собственных векторов  $\hat{\mathbf{H}}_{dn}(k)$  (для передачи) и левых собственных векторов  $\hat{\mathbf{H}}_{up}(k)$

(для приема) для пункта доступа. Декомпозицию по сингулярным значениям необходимо выполнять пользовательским терминалом для оценки  $\hat{\mathbf{H}}_{up}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей линии, чтобы получить  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  и  $\hat{\mathbf{S}}_{up}(k)$ . Пункт доступа может

25

выводить  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  и  $\hat{\mathbf{S}}_{up}(k)$  на основании управляемого эталона, переданного

пользовательским терминалом, и не нуждается в выполнении декомпозиции по сингулярным значениям над оценкой  $\hat{\mathbf{H}}_{up}(k)$  канальных откликов восходящей линии.

30

Пункт доступа и пользовательский терминал могут иметь разные варианты матрицы  $\hat{\mathbf{S}}_{up}(k)$

вследствие различных средств, используемых пунктом доступа и пользовательским терминалом, чтобы получить  $\hat{\mathbf{S}}_{up}(k)$ . Кроме того, матрица  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$ , полученная пунктом

доступа на основании управляемого эталона, как правило, отличается от

35

матрицы  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$ , полученной пользовательским терминалом с использованием декомпозиции по сингулярным значениям. Для простоты эти различия не показаны в вышеприведенном выводе.

#### 4. Управление лучом

40

Для некоторых канальных условий лучше передавать данные только на одной широкополосной собственной моде, как правило, лучшей или главной широкополосной собственной моде. Это может быть в случае, если отношения С/Ш в принятом сигнале для всех других широкополосных собственных мод достаточно плохие, так что улучшенные показатели достигаются за счет использования всей доступной мощности передачи на главной широкополосной собственной моде.

45

Передача данных на одной широкополосной собственной моде может быть реализована с использованием формирования луча или управления лучом. Для формирования луча символы модуляции пространственно обрабатываются собственными векторами  $\hat{\mathbf{V}}_{up,1}(k)$  или  $\hat{\mathbf{V}}_{dn,1}(k)$  для  $k \in K$  для главной широкополосной собственной моды (т.е. первый столбец

50

$\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  или  $\hat{\mathbf{V}}_{dn}(k)$  после упорядочивания). Для управления лучом символы модуляции пространственно обрабатываются набором "нормированных" (или "насыщенных") собственных векторов  $\hat{\mathbf{V}}_{up}(k)$  или  $\hat{\mathbf{V}}_{dn}(k)$  для  $k \in K$  для главной широкополосной



собственной моды. Для ясности управление лучом описывается ниже для восходящей линии.

Для восходящей линии элементы каждого собственного вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{ul,i}(k)$  для  $k \in K$ , для главной широкополосной собственной моды могут иметь разные величины. Таким образом, предварительно преобразованные символы для каждого поддиапазона, которые получают путем перемножением символа модуляции для поддиапазона  $k$  с элементами собственного вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{ul,i}(k)$  для поддиапазона  $k$ , могут тогда иметь разные величины.

Следовательно, векторы передачи на каждую антенну, каждый из которых включает в себя предварительно преобразованные символы для всех поддиапазонов данных для заданной передающей антенны, могут иметь разные величины. Если мощность передачи для каждой передающей антенны ограничена (к примеру, из-за ограничений усилителей мощности), тогда управление лучом может не полностью использовать полную мощность, доступную для каждой антенны.

Управление лучом использует только фазовую информацию из собственных векторов  $\hat{\mathbf{v}}_{ul,i}(k)$  для  $k \in K$  для главной широкополосной собственной моды и нормирует каждый собственный вектор так, что все элементы в собственном векторе имеют равные величины. Нормированный собственный вектор  $\tilde{\mathbf{v}}_{ul,i}(k)$  для поддиапазона  $k$  может быть выражен как:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{ul,i}(k) = [Ae^{j\theta_{i,1}(k)} \ Ae^{j\theta_{i,2}(k)} \ \dots \ Ae^{j\theta_{i,N_u}(k)}]^T, \quad \text{Уравнение (51)}$$

где  $A$  является постоянной (например,  $A=1$ ); и

$\theta_{i,1}(k)$  является фазой для поддиапазона  $k$  передающей антенны  $i$ , которая задается как:

$$\theta_{i,1}(k) = \angle \hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(\hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k))}{\text{Re}(\hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k))} \right). \quad \text{Уравнение (52)}$$

Как показано в уравнении (52), фаза каждого элемента в векторе  $\tilde{\mathbf{v}}_{ul,i}(k)$  получается из соответствующего элемента собственного вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k)$  (т.е.  $\theta_{i,1}(k)$  получается из

$$\hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k), \text{ где } \hat{\mathbf{v}}_{ul,1,i}(k) = [\hat{v}_{ul,1,1}(k) \ \hat{v}_{ul,1,2}(k) \ \dots \ \hat{v}_{ul,1,N_u}(k)]^T.$$

### 5. Управление лучом восходящей линии

Пространственная обработка пользовательским терминалом для управления лучом в восходящей линии может быть выражена как:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{up}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{up} \tilde{\mathbf{v}}_{ul}(k) s_{up}(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (53)}$$

где  $s_{up}(k)$  является символом модуляции, подлежащим передаче в поддиапазоне  $k$ ; и  $\tilde{\mathbf{x}}_{up}(k)$  является вектором передачи для поддиапазона  $k$  для управления лучом.

Как показано в уравнении (53),  $N_u$  элементов нормированного управляющего вектора  $\tilde{\mathbf{v}}_{ul}(k)$  для каждого поддиапазона имеют одинаковую величину, но, возможно, разные фазы. Таким образом, управление лучом генерирует один вектор  $\tilde{\mathbf{x}}_{up}(k)$  передачи для каждого поддиапазона с  $N_{u,r}$  элементами  $\tilde{\mathbf{x}}_{up}(k)$ , имеющими одну и ту же величину, но, возможно, разные фазы.

Принятая передача по восходящей линии в пункте доступа для управления лучом может быть выражена как:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{up}(k) &= \hat{\mathbf{H}}_{up}(k) \tilde{\mathbf{x}}_{up}(k) + \hat{\mathbf{n}}_{up}(k), \quad \text{для } k \in K, \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{up}(k) \hat{\mathbf{K}}_{up}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ul}(k) s_{up}(k) + \hat{\mathbf{n}}_{up}(k) \quad \text{Уравнение (54)} \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{uop}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{ul}(k) s_{up}(k) + \hat{\mathbf{n}}_{up}(k) \end{aligned}$$

где  $\hat{\mathbf{r}}_{up}(k)$  является принятым вектором для восходящей линии для поддиапазона  $k$  для управления лучом.

Вектор-строка  $\tilde{\mathbf{m}}_{\text{wp}}(k)$  согласованного фильтра для передачи по восходящей линии с использованием управления лучом может быть выражен как:

$$\tilde{\mathbf{m}}_{\text{wp}}(k) = (\mathbf{H}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k))^H, \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (55)}$$

Вектор  $\tilde{\mathbf{m}}_{\text{wp}}(k)$  согласованного фильтра можно получить, как описано ниже.

Пространственная обработка (или согласованная фильтрация) в пункте доступа для принятой передачи восходящей линии с управлением лучом может быть выражена как:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{wp}}(k) = \tilde{\mathbf{r}}_{\text{wp}}^{-1}(k)\tilde{\mathbf{m}}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{r}}_{\text{wp}}(k) \quad \text{Уравнение (56)}$$

$$= \tilde{\mathbf{r}}_{\text{wp}}^{-1}(k)(\mathbf{H}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k))^H(\mathbf{H}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k)\mathbf{s}_{\text{wp}}(k) + \mathbf{u}_{\text{wp}}(k)), \quad \text{для } k \in K,$$

$$= \mathbf{s}_{\text{wp}}(k) + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{wp}}(k)$$

$$\text{где } \tilde{\mathbf{r}}_{\text{wp}}^{-1}(k) = (\mathbf{H}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k))^H(\mathbf{H}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k))^{-1} \quad (\text{т.е. } \tilde{\mathbf{r}}_{\text{wp}}(k) \text{ является внутренним}$$

произведением  $\tilde{\mathbf{m}}_{\text{wp}}(k)$  и ее сопряженной транспозиции),

$\hat{\mathbf{s}}_{\text{wp}}(k)$  является оценкой символа  $\mathbf{s}_{\text{wp}}(k)$  модуляции, переданного пользовательским терминалом по восходящей линии, и

$\tilde{\mathbf{n}}_{\text{wp}}(k)$  является шумом после обработки.

## 6. Управление лучом нисходящей линии

Пространственная обработка пунктом доступа для управления лучом в нисходящей линии может быть выражена как:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) = \tilde{\mathbf{K}}_{\text{dn}}\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k)\mathbf{s}_{\text{dn}}(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (57)}$$

где  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k)$  является нормированным собственным вектором для поддиапазона  $k$ , который генерируется на основе собственного вектора  $\tilde{\mathbf{u}}_{\text{wp}}^*(k)$  для главной широкополосной собственной моды, аналогично тому, как описано выше для восходящей линии.

Вектор-строка  $\tilde{\mathbf{m}}_{\text{dn}}(k)$  согласованного фильтра для передачи по нисходящей линии с

использованием управления лучом может быть выражен как:

$$\tilde{\mathbf{m}}_{\text{dn}}(k) = (\mathbf{H}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k))^H, \quad \text{для } k \in K. \quad \text{Уравнение (58)}$$

Пространственная обработка (или согласованная фильтрация) в пользовательском терминале для принятой передачи нисходящей линии может быть выражена как:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k) = \tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn}}^{-1}(k)\tilde{\mathbf{m}}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k) \quad \text{Уравнение (59)}$$

$$= \tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn}}^{-1}(k)(\mathbf{H}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k))^H(\mathbf{H}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k)\mathbf{s}_{\text{dn}}(k) + \mathbf{v}_{\text{dn}}(k)), \quad \text{для } k \in K,$$

$$= \mathbf{s}_{\text{dn}}(k) + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dn}}(k)$$

$$\text{где } \tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn}}^{-1}(k) = (\mathbf{H}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k))^H(\mathbf{H}_{\text{dn}}(k)\tilde{\mathbf{u}}_{\text{dn}}(k))^{-1} \quad (\text{т.е. } \tilde{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k) \text{ является внутренним}$$

произведением  $\tilde{\mathbf{m}}_{\text{dn}}(k)$  и ее сопряженной транспозиции).

## 7. Пространственная обработка с инверсией каналов

Для восходящей линии вектор  $\mathbf{x}_{\text{wp}}(k)$  передачи для режима пространственного мультиплексирования может быть получен пользовательским терминалом как:

$$\mathbf{x}_{\text{wp}}(k) = \tilde{\mathbf{K}}_{\text{wp}}(k)\tilde{\mathbf{y}}_{\text{w}}(k)\mathbf{G}_{\text{wp}}(k)\mathbf{s}_{\text{wp}}(k), \quad \text{для } k \in K, \quad \text{Уравнение (60)}$$

где  $\mathbf{G}_{\text{wp}}(k)$  является диагональной матрицей коэффициентов усиления для инверсии

каналов, описанной выше. Уравнение (60) аналогично уравнению (15) за исключением того, что вместо  $\mathbf{V}_{\text{wp}}(k)$  используется  $\tilde{\mathbf{K}}_{\text{wp}}(k)\mathbf{V}_{\text{wp}}(k)$ . Элементы  $\tilde{\mathbf{K}}_{\text{wp}}(k)$  и  $\mathbf{V}_{\text{wp}}(k)$  подаются на

перемножители 952 в формирователях 950 луча на фиг.9В.

Для восходящей линии вектор  $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{wp}}(k)$  передачи для режима управления лучом может быть получен пользовательским терминалом как:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{sp}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{sp}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{sp}(k) \tilde{g}(k) s_{sp}(k), \text{ для } k \in K,$$

где  $\tilde{\mathbf{v}}_{sp}(k)$  является вектором с четырьмя элементами, имеющими равную величину, но фазы, полученные на основании собственного вектора  $\tilde{\mathbf{v}}_{sp,1}(k)$  для главной собственной моды. Вектор  $\tilde{\mathbf{v}}_{sp}(k)$  может быть получен аналогично тому, как это показано выше в уравнениях (16) и (17). Усиление  $\tilde{g}(k)$  реализует инверсию каналов и может быть получено аналогично тому, как показано выше в уравнениях (18)-(20), за исключением того, что  $\tilde{\lambda}_1(k) = \tilde{\mathbf{v}}_{sp}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{csp}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{csp}(k) \tilde{\mathbf{v}}_{sp}(k)$  используется для уравнения (20).

Элементы  $\tilde{\mathbf{v}}_{sp}(k)$  подаются на перемножители 1052 в блоке 1050 управления лучом на фиг.10В.

Для нисходящей линии вектор  $\mathbf{x}_{db}(k)$  передачи для режима пространственного мультиплексирования может быть получен пользовательским терминалом как:

$$\mathbf{x}_{db}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{sp}(k) \hat{\mathbf{U}}_{sp}^*(k) \mathbf{G}(k) s_{db}(k), \text{ для } k \in K. \quad \text{Уравнение (62)}$$

Уравнение (62) аналогично уравнению (15) за исключением того, что вместо  $\mathbf{v}(k)$  используется  $\hat{\mathbf{K}}_{sp}(k) \hat{\mathbf{U}}_{sp}^*(k)$ . Элементы  $\hat{\mathbf{K}}_{sp}(k) \hat{\mathbf{U}}_{sp}^*(k)$  подаются на перемножители 952 в формирователях 950 луча на фиг.9В.

Для нисходящей линии вектор  $\tilde{\mathbf{x}}_{db}(k)$  передачи для режима управления лучом может быть получен пользовательским терминалом как:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{db}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{sp}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{sp}(k) \tilde{g}(k) s_{db}(k), \text{ для } k \in K, \quad \text{Уравнение (63)}$$

где  $\tilde{\mathbf{u}}_{sp}(k)$  является вектором с четырьмя элементами, имеющими равную величину, но фазы, полученные на основании собственного вектора  $\tilde{\mathbf{u}}_{sp,1}(k)$  для главной собственной моды. Усиление  $\tilde{g}(k)$  реализует инверсию каналов и может быть получено аналогично тому, как показано выше в уравнениях (18)-(20), за исключением того, что

$\tilde{\lambda}_1(k) = \tilde{\mathbf{u}}_{sp}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{csp}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{csp}(k) \tilde{\mathbf{u}}_{sp}(k)$  используется для уравнения (20). Элементы  $\tilde{\mathbf{u}}_{sp}(k)$  подаются на перемножители 1052 в блоке 1050 управления лучом на фиг.10В.

#### VIII. Структура пилот-сигнала

Структура пилот-сигнала обеспечивается системой БЛВС MBxMВx, чтобы позволить пунктам доступа и пользовательским терминалам выполнять синхронизацию и получение частоты, оценку каналов и иные функции, необходимые для должной работы системы. Таблица 33 перечисляет четыре типа пилот-сигнала и их описание для примерной структуры пилот-сигнала. Меньшее число, дополнительные и (или) отличные транспортные каналы могут также быть определены для использования в структуре пилот-сигнала.

		Таблица 33 Типы пилот-сигналов	
		Тип пилот-сигнала	Описание
40		Маяковый пилот-сигнал	Пилот-сигнал передается всеми передающими антеннами и используется для синхронизации и получения частоты.
		Пилот-сигнал MBxMВx	Пилот-сигнал передается всеми передающими антеннами с различными ортогональными кодами и используется для оценки каналов.
		Управляемый эталон или управляемый пилот-сигнал	Пилот-сигнал передается на конкретных собственных модах канала для конкретного пользовательского терминала и используется для оценки каналов и, возможно, управления скоростью передачи.
		Пилот-сигнал несущей	Пилот-сигнал используется для отслеживания за фазой сигнала несущей.

Управляемый эталон и управляемый пилот-сигнал являются синонимическими выражениями.

В варианте осуществления структура пилот-сигнала включает в себя (1) для нисходящей линии - маяковый пилот-сигнал, пилот-сигнал MBxMВx, управляемый эталон и пилот-сигнал несущей, передаваемый пунктом доступа, и (2) для восходящей линии - пилот-сигнал MBxMВx, управляемый эталон и пилот-сигнал несущей, передаваемый

пользовательским терминалом.

Маяковый пилот-сигнал нисходящей линии и пилот-сигнал MBxMВых посылаются по каналу BCH (как показано на фиг.5А) в каждом кадре DBP. Маяковый пилот-сигнал может использоваться пользовательскими терминалами для синхронизации и получения частоты и оценки доплеровского сдвига. Пилот-сигнал MBxMВых может использоваться пользовательскими терминалами, чтобы (1) получать оценку канала MBxMВых нисходящей линии, (2) выделять управляющие векторы для передачи по восходящей линии (если поддерживается режим управления лучом или пространственного мультиплексирования), и (3) выделять согласованный фильтр для передачи по нисходящей линии. Управляемый эталон нисходящей линии может также использоваться конкретным пользовательским терминалом для оценки канала.

Управляемый эталон восходящей линии передается каждым активным пользовательским терминалом, который поддерживает режим управления лучом или пространственного мультиплексирования и может использоваться пунктом доступа, чтобы (1) выделять управляющие векторы для передачи по нисходящей линии и (2) выделять согласованный фильтр для передачи по восходящей линии. В общем, управляемый эталон посылается только для тех пользовательских терминалов или теми пользовательскими терминалами, которые поддерживают режимы управления лучом и (или) пространственного мультиплексирования. Посылка эталона работает независимо от того, управляется ли она надлежащим образом (например, вследствие плохой оценки канала). То есть эталон становится ортогональным на каждую передающую антенну, поскольку управляющая матрица диагональна.

Если пользовательский терминал калиброван, то он может передавать управляемый эталон на главной собственной моде по каналу RACH с использованием вектора  $\hat{\mathbf{e}}_{sc}$ .

25  $\hat{\mathbf{e}}_{sc,B}(k)$  для  $k \in K$ , где  $\hat{\mathbf{e}}_{sc,B}(k)$  является столбцом  $\hat{\mathbf{e}}_{sc}$  для главной собственной моде. Если пользовательский терминал не калиброван, то он может передавать пилот-сигнал по каналу RACH с использованием вектора  $\mathbf{v}_{sc,B}(k) = [e^{j\theta_1(k)} \ e^{j\theta_2(k)} \ \dots \ e^{j\theta_{N_{sc}}(k)}]^T$ , для  $k \in K$ .

Вектор  $\mathbf{v}_{sc,B}(k)$  для каждого поддиапазона включает в себя  $N_{sc}$  случайных управляющих коэффициентов, у которых фазы  $\theta_i(k)$  для  $i \in \{1, 2, \dots, N_{sc}\}$  могут выбираться в соответствии с псевдослучайной процедурой. Поскольку имеют значение только относительные фазы среди  $N_{sc}$  управляющих коэффициентов, фаза первого управляющего коэффициента может быть установлена на нуль (т.е.  $\theta_1(k) = 0$ ). Фазы остальных  $N_{sc} - 1$

35 управляющих коэффициентов могут изменяться для каждой попытки доступа, так что все  $360^\circ$  покрываются каждым управляющим коэффициентом в интервалах  $360^\circ/N_{sc}$ , где  $N_{sc}$  является функцией от  $N_{sc}$ . Возмущения фаз  $N_{sc}$  элементов управляющего вектора  $\mathbf{v}_{sc,B}(k)$

на каждой попытке в канале RACH при использовании канала RACH в режиме управления лучом перед калибровкой таковы, что пользовательский терминал не использует плохой управляющий вектор для всех попыток доступа. Пилот-сигнал MBxMВых может посылаться для пользовательских терминалов или пользовательскими терминалами, которые не поддерживают режимы управления лучом и (или) пространственного мультиплексирования.

Пункт доступа не имеет информации о канале для любого пользовательского терминала до тех пор, пока этот пользовательский терминал осуществляет связь непосредственно с пунктом доступа. Когда пользовательский терминал желает передать данные, он сначала оценивает канал на основании пилот-сигнала MBxMВых, переданного пунктом доступа. Пользовательский терминал затем посылает управляемый эталон в преамбуле RACH, когда он пытается получить доступ к системе. Пункт доступа использует этот эталон в преамбуле RACH для обнаружения сигнала и оценки канала.

50 После того как пользовательскому терминалу разрешен доступ к системе и назначены ресурсы FCH/RCH пунктом доступа, пользовательский терминал посылает эталон (к примеру, пилот-сигнал MBxMВых) в начале каждого из ПБД канала RCH, которые он передает. Если пользовательский терминал использует режим разнесения, тогда эталон

посылается на RCH без управления. Если пользовательский терминал использует режим управления лучом или пространственного мультиплексирования, то управляемый эталон посылается по каналу RCH, позволяя пункту доступа определить собственный вектор для главной собственной моды (для режима управления лучом) или набор из четырех собственных векторов (для режима пространственного мультиплексирования) для каждого из 48 поддиапазонов данных. Управляемый эталон позволяет пункту доступа улучшить его оценку канала и отслеживать канал.

### 1. Маяковый пилот-сигнал - нисходящая линия

Маяковый пилот-сигнал нисходящей линии включается в первую часть BCH (как показано на фиг. 5A) и передается в каждом кадре ДВР. Маяковый пилот-сигнал включает в себя конкретный символ МОРЧ (обозначенный как "В"), который передается каждой из четырех антенн в пункте доступа. Тот же самый символ МОРЧ В передается дважды в двухсимвольной длительности для маякового пилот-сигнала.

В конкретном варианте осуществления символ МОРЧ содержит набор из 12 символов модуляции BPSK для 12 конкретных поддиапазонов, которые показаны в Таблице 34.

Таблица 34  
Пilotные символы

Индекс поддиапазона	Маяковый пилот-сигнал $b(k)$	Пилот-сигнал МВхМВх $p(k)$	Индекс поддиапазона	Маяковый пилот-сигнал $b(k)$	Пилот-сигнал МВхМВх $p(k)$	Индекс поддиапазона	Маяковый пилот-сигнал $b(k)$	Пилот-сигнал МВхМВх $p(k)$	Индекс поддиапазона	Маяковый пилот-сигнал $b(k)$	Пилот-сигнал МВхМВх $p(k)$	
20	N	0	0	-13	0	1-j	1	0	1-j	15	0	1+j
	-20	0	-1-j	-12	-1-j	1-j	2	0	-1-j	16	1+j	-1+j
	-25	0	-1+j	-11	0	-1-j	3	0	-1-j	17	0	-1+j
	-24	1+	-1+j	-10	0	-1-j	4	-1-j	-1-j	18	0	1-j
25	-23	0	-1+j	-9	0	1-j	5	0	-1+j	19	0	1+j
	-22	0	1-j	-8	-1-j	-1-j	6	0	1+j	20	1+j	-1+j
	-21	0	1-j	-7	0	1+j	7	0	-1-j	21	0	1+j
	-20	-1-j	1+j	-6	0	-1+j	8	-1-j	-1+j	22	0	-1+j
30	-19	0	-1-j	-5	0	-1-j	9	0	-1-j	23	0	1+j
	-18	0	-1+j	-4	1+j	-1+j	10	0	-1-j	24	1+j	-1+j
	-17	0	1+j	-3	0	-1+j	11	0	1+j	25	0	1-j
	-16	1+j	-1+j	-2	0	1-j	12	1+j	1-j	26	0	-1-j
35	-15	0	1-j	-1	0	-1+j	13	0	-1+j	N	0	0
	-14	0	1+j	0	0	0	14	0	-1-j			

Для варианта осуществления маякового пилот-сигнала, показанного в Таблице 34, символ МОРЧ содержит (1) символ (1+j) модуляции BPSK для поддиапазонов -24, -16, -4, 12, 16, 20 и 24, (2) символ -(1+j) модуляции BPSK для поддиапазонов -20, -12, -8, 4 и 8, и (3) сигнальные значения нуля для остальных 52 поддиапазонов. Символ МОРЧ В специально рассчитан, чтобы облегчить синхронизацию и получение частоты пользовательскими терминалами. Однако для маякового пилот-сигнала могут использоваться и другие символы МОРЧ, которые входят в объем изобретения.

### 2. Пилот-сигнал МВхМВх - нисходящая линия

Пилот-сигнал МВхМВх нисходящей линии включается во вторую часть BCH (как показано на фиг. 5A) и также передается в каждом кадре ДВР. Пилот-сигнал МВхМВх включает в себя конкретный символ МОРЧ (обозначенный как "Р"), который передается каждой из четырех антенн в пункте доступа. Тот же самый символ МОРЧ Р передается восемь раз в 8-символьной длительности для пилот-сигнала МВхМВх. Однако восемь символов МОРЧ Р для каждой антенны "покрываются" отличающейся 4-элементной последовательностью Уолша, назначенной этой антенне. Покрывание есть процесс,

посредством которого подается заданный пилот-сигнал или символ данных (или набор из  $L$  пилот-сигналов/символов данных с одинаковым значением) перемножается со всеми  $L$  элементами  $L$ -элементной ортогональной последовательности для получения  $L$  покрытых символов, которые затем передаются. Вскрытие есть комплементарный процесс, посредством которого принятые символы перемножаются с  $L$  элементами  $L$ -элементной ортогональной последовательности для получения  $L$  вскрытых символов, которые затем накапливаются для получения оценки переданного пилот-сигнала/символа данных. Покрытие обеспечивает ортогональность между  $N_T$  передачами пилот-сигнала  $N_T$  передающими антеннами и позволяет пользовательским терминалам различать отдельные передающие антенны. Покрытие может быть реализовано последовательностями Уолша или другими ортогональными последовательностями.

В конкретном варианте осуществления символ МОРЧ Р содержит набор из 52 символов  $P(k)$  модуляции МОРЧ для 48 поддиапазонов данных и 4 пилотных поддиапазонов, которые показаны в Таблице 34. Сигнальные значения нуля передаются в остальных 12 поддиапазонах. Символ МОРЧ Р содержит уникальное "слово" из 52 символов модуляции QPSK, которое сформировано для облегчения оценки канала пользовательскими терминалами. Это уникальное слово также выбирается, чтобы минимизировать измеренные значения отношения пиковой к средней мощности в передаваемом пилот-сигнале МВхМВх. Это может также снизить величину искажений и нелинейности, генерируемых приемной схемой в пользовательских терминалах, что может обеспечить улучшенную точность оценки канала. Однако для пилот-сигнала МВхМВх можно использовать и другие символы МОРЧ, которые входят в объем изобретения.

В варианте осуществления четырем антеннам в пункте доступа назначаются 4-элементные последовательности Уолша  $W_1=1111$ ,  $W_2=1010$ ,  $W_3=1100$  и  $W_4=1001$  для пилот-сигнала МВхМВх. Для заданной последовательности Уолша значение "1" указывает, что передается символ МОРЧ Р, а значение "0" указывает, что передается символ МОРЧ -Р (т.е. каждый из 52 символов модуляции в Р инвертируется).

Таблица 35 перечисляет символы МОРЧ, подлежащие передаче каждой из четырех антенн в пункте доступа для маякового пилот-сигнала и пилот-сигнала МВхМВх. Символы МОРЧ В и Р такие, как описано выше.

Таблица 35 Маяковый и МВхМВх пилот-символы					
Пилот-сигнал	Символ МОРЧ	Антенна 1	Антенна 2	Антенна 3	Антенна 4
Маяковый пилот-сигнал	1	В	В	В	В
	2	В	В	В	В
Пилот-сигнал МВхМВх	3	+Р	+Р	+Р	+Р
	4	+Р	-Р	+Р	-Р
	5	+Р	+Р	-Р	-Р
	6	+Р	-Р	-Р	+Р
	7	-Р	+Р	+Р	+Р
	8	+Р	-Р	+Р	-Р
	9	+Р	+Р	-Р	-Р
	10	-Р	-Р	-Р	+Р

Пилот-сигнал МВхМВх может использоваться пользовательским терминалом для оценки канального отклика в нисходящей линии. В частности, чтобы восстановить пилот-сигнал, посланный из антенны  $k$  пункта доступа и принятый антенной  $j$  пользовательского терминала, пилот-сигнал, принятый антенной  $j$  терминала, сначала перемножается с последовательностью Уолша, назначенной антенне  $j$  пункта доступа. Восемь вскрытых символов МОРЧ для всех восьми символьных периодов для пилот-сигнала МВхМВх затем накапливаются, причем накопление выполняется по отдельности для каждого из 52 поддиапазонов, используемых для переноса пилот-сигнала МВхМВх. Результатами накопления являются  $\hat{h}_{\text{кали},j}(k)$ , для  $k=\{1, \dots, 26\}$ , что является оценкой

калиброванного канального отклика нисходящей линии из антенны  $j$  пункта доступа к антенне  $j$  пользовательского терминала для 52 поддиапазонов данных и пилот-сигнала.

Та же самая обработка пилот-сигнала может выполняться пунктом доступа для

восстановления пилот-сигнал, передаваемого от каждой антенны пункта доступа к каждой антенне пользовательского терминала. Пилот-сигнал, переданный каждой антенной пункта доступа, может быть восстановлен вскрытием с помощью последовательностей Уолша, назначенных этой антенне. Обработка пилот-сигнала обеспечивает  $N_{\text{Ф}}$   $\cdot$   $N_{\text{св}}$  значений для

каждого из 52 поддиапазонов, где  $N_{\text{Ф}}$  обозначает число антенн в пункте доступа,

а  $N_{\text{св}}$  обозначает число антенн в пользовательском терминале.  $N_{\text{Ф}}$   $\cdot$   $N_{\text{св}}$  значений для каждого поддиапазона являются элементами оценки  $\hat{H}_{i,k}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей линии для этого поддиапазона.

Пилот-сигнал MBxMBx может также передаваться по восходящей линии пользовательским терминалом для калибровки и в режиме разнесения. Та же самая обработка, описанная выше для пользовательского терминала, для восстановления пилот-сигнала MBxMBx, посланного пунктом доступа, может также выполняться пунктом доступа, чтобы восстановить пилот-сигнал MBxMBx, посланный пользовательским терминалом.

### 3. Управляемый эталон

Управляемый эталон может передаваться в части преамбулы ПБД канала RACH (как показано на фиг.5C) или ПБД канала RCH (как показано на фиг.5E и 5G) каждым активным пользовательским терминалом. Управляемый эталон может также передаваться в части преамбулы ПБД канала FCH (как показано на фиг.5E и 5F) пунктом доступа к активному пользовательскому терминалу.

#### А. Управляемый эталон и пространственное мультиплексирование

Управляемый эталон содержит конкретный символ МОРЧ (например, тот же самый символ МОРЧ Р, используемый для пилот-сигнала MBxMBx), который передается всеми передающими антеннами в пользовательском терминале (для восходящей линии) или пункте доступа (для нисходящей линии). Однако символ МОРЧ Р для каждого символического периода обрабатывается пространственно (т.е. формированием луча) управляющим вектором для одной собственной моды.

Первый символ управляемого эталона, передаваемого пользовательским терминалом в преамбуле канала RACH, может быть выражен как:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{K}_{\text{св}}(k) \cdot \hat{\mathbf{v}}_{\text{св},1}(k) \cdot p(k), \text{ для } k \in K', \quad \text{Уравнение (64)}$$

где  $\mathbf{H}(k)$  является вектором передачи для поддиапазона  $k$ ;

$\hat{\mathbf{K}}_{\text{св}}(k)$  является корреляционной матрицей для поддиапазона  $k$  для пользовательского терминала;

$\hat{\mathbf{v}}_{\text{св},1}(k)$  является управляющим вектором для поддиапазона  $1$  главной широкополосной собственной моды;

$p(k)$  является пилотным символом для поддиапазона  $k$ ; и

$K' = \{-32, \dots, 31\}$  является набором индексов для всех 64 поддиапазонов.

Вектор  $\mathbf{x}'(k)$  включает в себя четыре символа передачи для каждого значения  $k$ ,

которые подлежат передаче четырьмя антеннами в пользовательском терминале.

Управляющий вектор  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св},1}(k)$  является первым столбцом матрицы  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св}}^T(k)$  правых

собственных векторов оценки  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{св},i}(k)$  калиброванных канальных откликов восходящей

линии, где  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св}}^T(k) = [\hat{\mathbf{v}}_{\text{св},1}^T(k) \quad \hat{\mathbf{v}}_{\text{св},2}^T(k) \quad \hat{\mathbf{v}}_{\text{св},3}^T(k) \quad \hat{\mathbf{v}}_{\text{св},4}^T(k)]$ , а  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св},i}(k)$  является  $i$ -тым

столбцом  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св}}^T(k)$ . Выше предполагается, что сингулярные значения в  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{св}}^T(k)$  и столбцы

$\hat{\mathbf{v}}_{\text{св},i}(k)$  упорядочиваются, как описано выше.

Второй символ управляемого эталона, передаваемый пользовательским терминалом в преамбуле канала RACH, включает в себя индикатор скорости передачи данных (ИСД) (DRI) для ПБД канала RACH. ИСД указывает скорость, использованную для сообщения RACH, посланного в ПБД канала RACH. ИСД встраивается во второй символ управляемого эталона путем отображения ИСД в конкретный символ МОРЧ  $x_{\text{dri}}$ , как показано в Таблице

15. Символ  $s_{di}$  затем переносится с пилотным символом  $p(k)$  перед выполнением пространственной обработки. Второй символ управляемого эталона для RACH может быть выражен как:

$$5 \quad \underline{x}(k) = \hat{\underline{K}}_{ul}(k) \cdot \hat{\underline{v}}_{ul,i}(k) \cdot s_{di} \cdot p(k), \text{ для } k \in K'. \quad \text{Уравнение (65)}$$

Как показано в уравнениях (64) и (65), только собственный вектор  $\hat{\underline{v}}_{ul,i}(k)$  для главного широкополосной собственной моды используется для управляемого эталона для RACH.

Символ управляемого эталона, переданный пользовательским терминалом в преамбуле канала RACH, может быть выражен как:

$$10 \quad \underline{x}_{up,m}(k) = \hat{\underline{K}}_{up}(k) \cdot \hat{\underline{v}}_{ul,m}(k) \cdot p(k), \text{ для } k \in K', \quad \text{Уравнение (66)}$$

где  $\underline{x}_{up,m}(k)$  является вектором передачи для поддиапазона  $k$  широкополосной собственной моды  $m$ , и

$$15 \quad \hat{\underline{v}}_{ul,m}(k) \text{ является управляющим вектором для поддиапазона } k \text{ широкополосной собственной моды } m \text{ (т.е. } j\text{-тым столбцом } \hat{\underline{v}}_{ul}^*(k) \text{).}$$

Символ управляемого эталона, переданный пунктом доступа в преамбуле канала FCH, может быть выражен как:

$$20 \quad \underline{x}_{ap,m}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \cdot \hat{\underline{u}}_{ap,m}^*(k) p(k), \text{ для } k \in K', \quad \text{Уравнение (67)}$$

где  $\underline{x}_{ap,m}(k)$  является вектором передачи для поддиапазона  $k$  широкополосной собственной моды  $m$ ,

$\hat{\underline{K}}_{ap}^*(k)$  является корректировочной матрицей для поддиапазона  $k$  для пункта доступа; и

$$25 \quad \hat{\underline{u}}_{ap,m}^*(k) \text{ является управляющим вектором для поддиапазона } k \text{ широкополосной собственной моды } m.$$

Управляющий вектор  $\hat{\underline{u}}_{ap,m}(k)$  является  $m$ -ным столбцом матрицы  $\hat{\underline{v}}_{ap}^*(k)$  правых собственных векторов оценки  $\hat{\underline{H}}_{ak}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей

$$30 \quad \text{линии, где } \hat{\underline{v}}_{ap}^*(k) = [\hat{\underline{u}}_{ap,1}(k) \hat{\underline{u}}_{ap,2}(k) \hat{\underline{u}}_{ap,3}(k) \hat{\underline{u}}_{ap,4}(k)]^T.$$

Управляемый эталон может передаваться различным образом. В одном варианте осуществления один или более собственных векторов используются для управляемого эталона для каждого кадра ДВР и зависят от длительности управляемого эталона, которая указывается полями Тип преамбулы FCH/RCH в информационном элементе FCSH.

35 Таблица 36 перечисляет приведенные для примера собственные векторы, используемые для преамбулы для каналов FCH и RCH для различных размеров преамбулы.

Таблица 36		
Тип	Размер преамбулы	Используемые собственные векторы
0	0 символов MOPЧ	Преамбулы нет
1	1 символ MOPЧ	Собственная мода $m$ , где $m$ =счетчику кадров по модулю 4
2	4 символа MOPЧ	Цикл по всем 4 собственным модам в преамбуле
3	8 символов MOPЧ	Цикл по всем 4 собственным модам дважды в преамбуле

40 Как показано в Таблице 36, управляемый эталон передается для всех четырех собственных мод в единственном кадре ДВР, когда размер преамбулы равен четырем или восьми символам MOPЧ. Управляемый эталон, переданный пользовательским терминалом для  $n$ -ного символа MOPЧ в преамбуле для канала RCH, может быть выражен как:

$$\underline{x}_{ap,n,l}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \cdot \hat{\underline{v}}_{ul,nod\ l}(k) \cdot p(k), \text{ для } k \in K' \text{ и } n = \{1, \dots, L\}, \quad \text{Уравнение (68)}$$

где  $L$  является размером преамбулы, т.е.  $L=4$  для Типа 2 и  $L=8$  для Типа 3.

50 Аналогично управляемый эталон, переданный пунктом доступа для  $n$ -ного символа MOPЧ в преамбуле для канала FCH, может быть выражен как:

$$\underline{x}_{ap,n,l}(k) = \hat{\underline{K}}_{ap}(k) \cdot \hat{\underline{u}}_{ap,nod\ l}^*(k) p(k), \text{ для } k \in K' \text{ и } n = \{1, \dots, L\}. \quad \text{Уравнение (69)}$$



Как показано в уравнениях (68) и (69), четыре собственных моды циклически повторяются через каждый 4-символьный период посредством операции  $(n \bmod 4)$  для управляющего вектора. Эта схема может использоваться, если канал изменяется более быстро и (или) на ранней стадии соединения, когда нужно быстро получить хорошую оценку канала для правильной работы системы.

В другом варианте осуществления управляемый эталон передается для одной широкополосной собственной моды для каждого кадра ДВР. Управляемый эталон для четырех широкополосных собственных мод может циклически повторяться через четыре кадра ДВР. Например, управляющие векторы  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{off},1}(k)$ ,  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{off},2}(k)$ ,  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{off},3}(k)$  и  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{off},4}(k)$  могут использоваться пользовательским терминалом для первого, второго, третьего и четвертого кадров ДВР соответственно. Конкретный используемый управляющий вектор может конкретизироваться двумя младшими битами значения счетчика кадров в сообщении канала BCH. Эта схема позволяет использовать более короткую часть преамбулы в ПБД, но может потребовать более длительного периода времени, чтобы получить хорошую оценку канала.

Для обоих описанных выше вариантов осуществления управляемый эталон может передаваться на всех четырех собственных модах для передачи данных даже при использовании в данный момент менее чем четырех собственных мод (к примеру, из-за того, что неиспользуемые собственные моды являются некачественными и отброшены за счет создания избыточности). Передача управляемого эталона на неиспользуемой в данный момент собственной моде позволяет приемнику определить, когда собственная мода улучшается в достаточной степени, чтобы выбрать ее для использования.

#### В. Управляемый эталон для управления лучом

Для режима управления лучом пространственная обработка на передающей стороне выполняется с помощью набора нормированных собственных векторов для главной широкополосной собственной моды. Общая функция переноса нормированным собственным вектором отлична от общей функции переноса ненормированным собственным вектором (т.е.  $\mathbf{H}_{\text{норм},1}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{норм},1}(k) \neq \mathbf{H}_{\text{норм},1}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{норм},1}(k)$ ). Управляемый эталон, генерируемый с использованием набора нормированных собственных векторов для всех поддиапазонов, может затем передаваться передатчиком и использоваться приемником для выделения векторов согласованных фильтров для этих поддиапазонов для режима управления лучом.

Для восходящей линии управляемый эталон для режима управления лучом может быть выражен как:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{уп,л}}(k) = \hat{\mathbf{K}}_{\text{л}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{л}}(k) p(k), \quad \text{для } k \in K. \quad \text{Уравнение (70)}$$

В пункте доступа принятый управляемый эталон восходящей линии для режима управления лучом может быть выражен как:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{\text{уп,л}}(k) &= \mathbf{H}_{\text{л}}(k) \hat{\mathbf{x}}_{\text{уп,л}}(k) + \mathbf{n}_{\text{л}}(k), \quad \text{для } k \in K, \\ &= \mathbf{H}_{\text{л}}(k) \hat{\mathbf{K}}_{\text{л}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{л}}(k) p(k) + \mathbf{n}_{\text{л}}(k) \quad \text{Уравнение (71)} \\ &= \mathbf{H}_{\text{л}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{л}}(k) p(k) + \mathbf{n}_{\text{л}}(k) \end{aligned}$$

Чтобы получить вектор-строку  $\hat{\mathbf{m}}_{\text{л}}(k)$  согласованного фильтра для передачи по восходящей линии с управлением лучом, принятый вектор  $\hat{\mathbf{r}}_{\text{уп,л}}(k)$  для управляемого эталона сначала перемножается с  $\mathbf{p}^*(k)$ . Результат затем интегрируется по множеству принятых символов управляемого эталона для формирования оценки  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{л}}(k)$  и  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{л}}(k)$ . Вектор  $\hat{\mathbf{m}}_{\text{л}}(k)$  является сопряженной транспозицией от этой оценки.

При работе в режиме управления лучом пользовательский терминал может передавать множество символов управляемого эталона, к примеру, один или более символов с использованием нормированного собственного вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{норм},1}(k)$ , один или более символов

использованием собственного вектора  $\hat{v}_{u,i,1}(k)$  для главной широкополосной собственной моды и, возможно, один или более символов с использованием собственных векторов для других широкополосных собственных мод. Символы управляемого эталона, генерируемые в

5 помощью  $\hat{v}_{u,i}(k)$ , могут использоваться пунктом доступа для получения вектора  $\hat{m}_{u,i}(k)$  согласованного фильтра. Символы управляемого эталона, генерируемые с помощью  $\hat{v}_{u,i,1}(k)$ , могут использоваться для получения  $\hat{u}_{u,i}(k)$ , который может затем использоваться для получения нормированного собственного вектора  $\hat{u}_{u,i,1}(k)$ , который используется для управления лучом в нисходящей линии. Символы управляемого эталона, генерируемые собственными векторами  $\hat{v}_{u,i,2}(k)$  -  $\hat{v}_{u,i,N_i}(k)$  для других собственных мод, могут использоваться пунктом доступа для получения  $\hat{u}_{u,i,2}(k)$  -  $\hat{u}_{u,i,N_i}(k)$  и сингулярных значений для этих других собственных мод. Эта информация может затем использоваться пунктом доступа, чтобы определить, используется ли режим пространственного мультиплексирования или режим управления лучом для передачи данных.

15 Для нисходящей линии пользовательский терминал может получить вектор  $\hat{m}_{u,i}(k)$  для режима управления лучом на основе оценки  $\hat{u}_{u,i,cb}(k)$  калиброванных канальных откликов нисходящей линии. В частности, пользовательский терминал имеет  $\hat{u}_{u,i,1}(k)$  из декомпозиции по сингулярным значениям  $\hat{u}_{u,i,cb}(k)$  и может получить нормированный собственный вектор  $\hat{u}_{u,i}(k)$ . Пользовательский терминал может затем перемножить  $\hat{u}_{u,i}(k)$  с  $\hat{u}_{u,i,cb}(k)$ , чтобы получить  $\hat{u}_{u,i,cb}(k)$   $\hat{u}_{u,i}(k)$ , и далее может получить  $\hat{m}_{u,i}(k)$  на основе  $\hat{u}_{u,i,cb}(k)$   $\hat{u}_{u,i}(k)$ . Альтернативно управляемый эталон может быть передан пунктом доступа с помощью нормированного собственного вектора  $\hat{u}_{u,i}(k)$ , и этот управляемый эталон может обрабатываться пользовательским терминалом так, как описано выше для получения  $\hat{m}_{u,i}(k)$ .

#### 4. Пилот-сигнал несущей - восходящая линия

Описанная структура поддиапазона МОРЧ включает в себя четыре поддиапазона пилот-сигналов с индексами -21, -7, 7 и 21. В одном варианте осуществления пилот-сигнал несущей передается в четырех поддиапазонах пилот-сигнала во всех символах МОРЧ, которые не являются частями преамбулы. Пилот-сигнал несущей может быть использован приемником, чтобы отслеживать фазовые изменения вследствие дрейфа в генераторах как в передатчике, так и в приемнике. Это может обеспечить улучшенные показатели при демодуляции данных.

35 Пилот-сигнал несущей содержит четыре пилотных последовательности,  $P_{c1}(n)$ ,  $P_{c2}(n)$ ,  $P_{c3}(n)$  и  $P_{c4}(n)$ , которые передаются в четырех поддиапазонах пилот-сигналов. Пилотные последовательности могут быть определены как:

$$P_{c1}(n) = P_{c2}(n) = P_{c3}(n) = -P_{c4}(n), \quad \text{для } n = \{1, 2, \dots, 127\}, \quad \text{Уравнение (72)}$$

40 где  $n$  есть индекс для символьного периода МОРЧ.

Пилотные последовательности могут быть определены на основании разных последовательностей данных. В варианте осуществления пилотная последовательность  $P_{c1}(n)$  генерируется на основании полинома  $G(x) = x^7 + x^4 + x$ , где начальное состояние

45 устанавливается на все нули, а выходные биты отображаются в значения сигнала следующим образом:  $1 \rightarrow -1$  и  $0 \rightarrow 1$ . Пилотная последовательность  $P_{c1}(n)$  для  $n = \{1, 2, \dots, 127\}$  может быть выражена как:

50

$$P_{cl}(n) = \{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1\}$$

1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,-1,1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,1,

$-1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1,$

[illegible]

Значения "1" и "-1" в пилотной последовательности  $P_{\pi}(n)$  могут отображаться в пилотные символы с помощью конкретной схемы модуляции. Например, с помощью BPSK "1" может отображаться в  $1+j$ , а "-1" может отображаться в  $-(1+j)$ . Если имеется более 127 символов MOPЧ, то пилотная последовательность может повторяться, так что  $P_{\pi}(n) = P_{\pi}(n \bmod 127)$  для " $n > 127$ ".

В одном варианте осуществления четыре пилотных последовательности переустанавливаются для каждого транспортного канала. Таким образом, в нисходящей линии пилотные последовательности переустанавливаются для первого символа МОРЧ сообщения канала ВСН, переустанавливаются опять для первого символа МОРЧ сообщения канала ФСН и переустанавливаются для первого символа МОРЧ, переданного по каналу ВСН. В другом варианте осуществления пилотные последовательности переустанавливаются в начале каждого кадра ДВР и повторяются так часто, как это необходимо. Для этого варианта осуществления пилотные последовательности могут быть остановлены в течение части преамбулы каналов ВСН и ФСН.

В режиме разнесения четыре пилотных последовательности отображаются на четыре пары поддиапазонов антенн, как показано в Таблице 29. В частности,  $P_1(n)$  используется для поддиапазона -21 антенны 1,  $P_2(n)$  используется для поддиапазона -7 антенны 2,  $P_3(n)$  используется для поддиапазона 7 антенны 3, а  $P_4(n)$  используется для поддиапазона 21 антенны 4. Каждая пилотная последовательность затем передается на связанных с ней поддиапазоне и антенне.

39 В режиме пространственного мультиплексирования четыре пилотных последовательности передаются на главной собственной моде их соответствующих поддиапазонов. Пространственная обработка для пилотных символов несущей аналогична выполняемой для символов модуляции, как описано выше. В режиме управления лучом четыре пилотных последовательности передаются на их соответствующих поддиапазонах с использованием управления лучом. Управление лучом для пилотных символов несущей также аналогично выполняемому для символов модуляции.

35

Конкретная структура пилот-сигнала описана выше для системы БЛВС МВхМВх. Для этой системы также могут использоваться другие структуры пилот-сигнала, которые входят в объем изобретения.

## IX. Работа системы

40 Фиг. 12А показывает конкретный вариант осуществления диаграммы 1200 состояний для работы пользовательского терминала. Эта диаграмма состояний включает в себя четыре состояния - состояние 1210 *Инициализирование*, состояние 1220 *Неактивное*, состояние 1230 *Доступ* и состояние 1240 *Соединение*. Каждое из состояний 1210, 1220, 1230 и 1240 может ассоциироваться с несколькими подсостояниями (не показаны на фиг. 12А для простоты).

45

В состоянии *Инициирование* пользовательский терминал получает системную частоту и синхронизацию и получает параметры системы, посланные по каналу BCH. В состоянии *Инициирование* пользовательский терминал может выполнять следующие функции:

- 39 - Определение системы - пользовательский терминал определяет, на какой несущей частоте захватить систему.
- Захват частоты/синхронизации - пользовательский терминал захватывает маяковый пилот-сигнал и соответственно настраивает свою частоту и синхронизацию.

- Захват параметров - пользовательский терминал обрабатывает ВЧН, чтобы получить параметры системы, связанные с пунктом доступа, из которого принимается сигнал нисходящей линии.

По завершении требуемых для состояния *Инициирование* функций пользовательский терминал переходит в состояние *Неактивное*.

В состоянии *Неактивное* пользовательский терминал периодически отслеживает канал ВЧН на наличие обновленных параметров системы, указаний поисковых вызовов и широковещательных сообщений, посылаемых по нисходящей линии, и т.д. Никакие радио ресурсы не выделяются пользовательскому терминалу в этом состоянии. В состоянии *Неактивное* пользовательский терминал может выполнять следующие функции:

- Если обеспечивается регистрация, пользовательский терминал входит в состояние *Доступ* с запросом регистрации.
- Если обеспечивается калибровка передатчика/приемника, пользовательский терминал входит в состояние *Доступ* с запросом калибровки.

- Пользовательский терминал контролирует канал ВЧН на наличие указания поисковых вызовов и широковещательных сообщений, посланных по каналу ВЧН.

- Если пользовательский терминал имеет данные, чтобы послать их по восходящей линии, он входит в состояние *Доступ* с запросом ресурсов.

- Пользовательский терминал выполняет эксплуатационные процедуры, такие как обновление параметров системы и слежение за каналом.

- Пользовательский терминал может входить в прерывистый режим работы для сбережения мощности, если этот режим поддерживается пользовательским терминалом.

Если пользовательскому терминалу нужны радио ресурсы от пункта доступа для какой-либо задачи, он переходит в состояние *Доступ*. Например, пользовательский терминал может перейти в состояние *Доступ* в ответ на поисковый вызов или индикатор DST, посылаемый в сообщении канала ВЧН, для регистрации или запроса на калибровку или для запроса выделенных ресурсов.

В состоянии *Доступ* пользовательский терминал находится в процессе обращения к системе. Пользовательский терминал может посылать короткие сообщения и (или) запросы на ресурсы FCH/RCH с использованием канала RACH. Работа в канале RACH более подробно описана ниже. Если пользовательский терминал отсоединяется от пункта доступа, то он переходит назад в состояние *Неактивное*. Если пользовательскому терминалу назначаются ресурсы для нисходящей линии и (или) восходящей линии, то он переходит в состояние *Соединение*.

В состоянии *Соединение* пользовательскому терминалу назначаются ресурсы FCH/RCH, хотя и необязательно для каждого кадра ДВР. Пользовательский терминал может активно использовать выделенные ресурсы или может находиться в ожидании (поддерживая соединение) в состоянии *Соединение*. Пользовательский терминал остается в состоянии *Соединение* до тех пор, пока он не будет отсоединен пунктом доступа или если выйдет его время после отсутствия активности для конкретного периода времени простоя, и в этом случае он переходит назад в состояние *Неактивное*.

Находясь в состоянии *Неактивное*, *Доступ* или *Соединение*, пользовательский терминал переходит назад в состояние *Инициирование*, если его питание выключается или если соединение отбрасывается.

Фиг. 12В показывает конкретный вариант осуществления диаграммы состояний для состояния 1240 *Соединение*. В этом варианте осуществления состояние *Соединение* включает в себя три подсостояния - подсостояние 1260 *Установка*, подсостояние 1270 *Открытое* и подсостояние 1280 *Ожидание*. Пользовательский терминал входит в подсостояние *Установка* при приеме назначения по каналу FCCH.

В подсостоянии *Установка* пользовательский терминал находится в процессе установки соединения и еще не обменивается данными. Установка соединения может включать в себя оценку канала для пункта доступа, нахождение скорости передачи, согласование услуг и т.д. При входе в подсостояние *Установка* пользовательский терминал устанавливает таймер на конкретное значение времени. Если время таймера истекает до

выхода из подсистемы пользовательского терминала из этого подсистемия, то он переходит назад в состояние *Неактивное*. Пользовательский терминал переходит в подсистемия *Открытое* по завершении установки соединения.

В подсистемии *Открытое* пользовательский терминал и пункт доступа обмениваются данными по нисходящей линии и (или) восходящей линии. В подсистемии *Открытое* пользовательский терминал контролирует канал ВСН на наличие параметров системы и указания поискового вызова/широковещательных сообщений. Если сообщение канала ВСН невозможно правильно декодировать в конкретном числе кадров ДВР, пользовательский терминал переходит назад в состояние *Инициирование*.

Пользовательский терминал контролирует также канал FСCH на наличие информации назначения каналов, управления скоростью передачи, управления синхронизацией RCH и управления мощностью. Пользовательский терминал оценивает отношение С/Ш для принятого сигнала с использованием маякового пилот-сигнала канала ВСН и преамбулы канала FCH и находит максимальную скорость передачи, которая может надежно поддерживаться в канале FCH.

Назначения каналов FCH и RCH для пользовательского терминала для каждого кадра ДВР задаются информационными элементами в ПБД канала FСCH, переданными в текущем (или, возможно, в предыдущем) кадре ДВР. Пользовательскому терминалу может не назначаться передача данных по каналу FCH и (или) RCH для любого заданного кадра ДВР. Для каждого кадра ДВР, в котором пользовательский терминал не планируется на передачу данных, он не принимает ПБД канала FCH по нисходящей линии и не передает по восходящей линии.

Для каждого кадра ДВР, планируемого для пользовательского терминала, передачи данных по нисходящей и (или) восходящей линиям выполняются с использованием скорости, режима передачи и сдвига синхронизации канала RCH (для восходящей линии), указанных в назначениях канала FСCH (т.е. информационных элементах канала FСCH, адресованных этому пользовательскому терминалу). Пользовательский терминал принимает, демодулирует и декодирует посланные ему ПБД канала FCH. Пользовательский терминал также передает ПБД канала RCH, которые включают в себя преамбулу и указатель скорости передачи данных канала FCH. Пользовательский терминал регулирует скорость, используемую в RCH, согласно информации управления скоростью, содержащейся в назначении FСCH. Если для передачи по восходящей линии применяется управление мощностью, то пользовательский терминал регулирует свою мощность передачи на основании команд управления, включенных в назначение FСCH. Обмен данными может быть пакетированным, и в этом случае пользовательский терминал может входить в подсистемия *Ожидание* всякий раз в отсутствие обмена данными. Пользовательский терминал входит в подсистемия *Ожидание* по указанию пункта доступа. Если пункт доступа не назначает канал FCH или RCH пользовательскому терминалу в конкретном числе кадров ДВР, то пользовательский терминал переходит назад в состояние *Неактивное* и сохраняет свой ИД УДС.

В подсистемии *Ожидание* как восходящая линия, так и нисходящая линия незаняты. Данные не посылаются ни в одном направлении. Однако линии поддерживаются с использованием управляемого эталона и управляющих сообщений. В этом подсистемии пункт доступа периодически назначает ПБД Ожидания пользовательскому терминалу по каналу RCH и, возможно, FCH (не обязательно одновременно). Пользовательский терминал может сохранять состояние *Соединение* бесконечно при условии, что пункт доступа периодически назначает ПБД Ожидания по каналу FCH и RCH, чтобы поддерживать линию.

Находясь в подсистемии *Ожидание*, пользовательский терминал контролирует канал ВСН. Если сообщение канала ВСН не декодируется правильно в конкретном числе кадров ДВР, то пользовательский терминал переходит назад в состояние *Инициирование*. Пользовательский терминал также контролирует канал FСCH на наличие информации назначения каналов, управления скоростью, управления синхронизацией RCH и управления мощностью. Пользовательский терминал может также оценивать отношение С/Ш в

принятом сигнале и определяет максимальную скорость передачи, поддерживаемую FCH. Пользовательский терминал передает ПБД Ожидания по каналу RCH, когда он назначен, и устанавливает бит Запрос RCH в ПБД Ожидание, если он имеет данные для передачи. Если пункт доступа не назначает канал FCH или RCH пользовательскому терминалу в конкретном числе кадров ДВР, то пользовательский терминал переходит назад в состояние

*Неактивное* и сохраняет свой ИД УДС.

Таймер контрольного времени (простоя) может устанавливаться на конкретное значение при входе в любое из трех подсостояний. Этот таймер будет затем уменьшать свое значение, если в этом подсостоянии нет никакой активности. Терминал будет переходить из подсостояний *Установка*, *Активное* и *Ожидание* назад в состояние *Неактивное* по истечении установленного времени таймера контрольного времени и в состоянии *Инициирование*, если соединение сбрасывается. Из подсостояния *Активное* или *Ожидание* терминал будет переходить назад в состояние *Неактивное*, если соединение разъединяется.

Фиг. 12А и 12В показывают конкретный вариант осуществления диаграммы состояний, которая может использоваться для пользовательского терминала. Для системы могут использоваться различные иные диаграммы состояний с меньшим числом состояний и подсостояний, дополнительными и (или) отличными состояниями и подсостояниями, что также входит в объем изобретения.

#### Х. Случайный доступ

В варианте осуществления применяется схема случайного доступа для обеспечения пользовательским терминалам возможности доступа к системе БЛВС MBxMByx. В варианте осуществления схема случайного доступа основана на сегментированной схеме Aloha, посредством которой пользовательский терминал осуществляет передачу в случайно выбранном временном интервале канала RACH, чтобы попытаться получить доступ к системе. Пользовательский терминал может посылать множество передач по каналу RACH, пока не получит доступ или пока не будет достигнуто максимальное число попыток доступа. Различные параметры для каждой передачи по каналу RACH могут изменяться для повышения вероятности успеха, как описано ниже.

Фиг. 13 иллюстрирует временной график для канала RACH, который подразделяется на временные интервалы (сегменты) канала RACH. Число временных интервалов RACH, доступных для использования в каждом кадре ДВР, и длительность временного интервала RACH являются конфигурируемыми параметрами. Максимум 32 временных интервала RACH могут быть доступны для использования в каждом кадре ДВР. Защитный интервал между концом последнего временного интервала RACH и началом ПБД BCH для следующего кадра ДВР также является конфигурируемым параметром. Эти три параметра для RACH могут изменяться от кадра к кадру и указываются полями Длина RACH, Размер временного интервала RACH и Защитный интервал RACH сообщения BCH.

Когда пользовательский терминал желает получить доступ к системе, он сначала обрабатывает сообщения канала BCH для получения необходимых параметров системы. Затем пользовательский терминал посылает ПБД канала RACH по каналу RACH. Этот ПБД канала RACH включает в себя сообщение RACH, которое содержит информацию, необходимую пункту доступа для обработки запроса на доступ от пользовательского терминала. Например, сообщение RACH включает в себя назначенный пользовательскому терминалу ИД УДС, который позволяет пункту доступа идентифицировать пользовательский терминал. Регистрация ИД УДС (т.е. конкретное значение ИД УДС) может резервироваться для незарегистрированных пользовательских терминалов. В этом случае длинный ИД пользовательского терминала может быть включен в поле Полезной нагрузки сообщения RACH вместе с регистрацией ИД УДС.

Как описано выше, ПБД RACH может передаваться на одной из четырех скоростей, которые перечислены в Таблице 15. выбранная скорость встраивается в преамбулу ПБД RACH (как показано на фиг.5С). ПБД RACH также имеет переменную длину в 1, 2, 4 или 8 символов MOPC (что также перечислено в Таблице 15), которая указывается в поле Длительность сообщения в сообщении RACH.

Для передачи ПБД RACH пользовательский терминал сначала определяет число временных интервалов RACH, которые можно использовать для передачи (т.е. число "пригодных к уплотнению" временных интервалов RACH). Это определение основано на (1) числе временных интервалов RACH, доступных в текущем кадре ДВР, (2) длительности каждого временного интервала RACH, (3) защитном интервале и (4) длине подлежащего передаче ПБД RACH. ПБД RACH не может выходить за конец сегмента RACH в кадре ДВР. Таким образом, если ПБД RACH длиннее, чем один временной интервал RACH плюс защитный интервал, то этот ПБД может не быть передан в одном или более доступных позже временных интервалах RACH. Число временных интервалов RACH, которые можно использовать для передачи ПБД RACH, может быть меньше, чем число доступных временных интервалов RACH на основании перечисленных выше факторов. Сегмент RACH включает в себя защитный интервал, который предусмотрен для предотвращения взаимных помех между передачей по восходящей линии от пользовательского терминала и следующим сегментом канала BCH, что возможно для пользовательских терминалов, которые не компенсируют свои задержки времени двухстороннего распространения сигнала.

Затем пользовательский терминал случайным образом выбирает один из подходящих временных интервалов RACH, чтобы передать ПБД RACH. Пользовательский терминал затем передает ПБД RACH, начиная с выбранного временного интервала RACH. Если в пользовательском терминале известна задержка времени двухстороннего распространения сигнала к пункту доступа и обратно, он может учесть эту задержку путем соответствующей регулировки своей синхронизации.

Когда пункт доступа принимает ПБД RACH, он проверяет принятое сообщение RACH с помощью CRC, включенного в это сообщение. Пункт доступа отбрасывает сообщение RACH, проверка CRC безуспешна. Если проверка CRC успешна, пункт доступа устанавливает бит Подтверждения RACH в канале BCH в следующем кадре ДВР и передает подтверждение RACH по каналу FACH в двух кадрах ДВР. Между установкой бита Подтверждения на BCH и посылкой подтверждения по каналу FACH может иметься задержка, которую можно использовать для учета планирования задержки и т.д. Например, если пункт доступа принимает сообщение по каналу RACH, он может установить бит Подтверждения в канале BCH и получить задержанный отклик по каналу FACH. Бит Подтверждения препятствует повторным попыткам пользовательских терминалов и позволяет не имеющим успеха пользовательским терминалам быстро осуществить повторную попытку за исключением периодов занятого канала RACH.

Если пользовательский терминал выполняет регистрацию, то он использует ИД УДС регистрации (к примеру, 0x0001). Пункт доступа отвечает посылкой сообщения Назначение ИД УДС по каналу FCH. Все другие типы передач RACH включают в себя ИД УДС пользовательского терминала, назначенный системой. Пункт доступа явным образом подтверждает все правильно принятые сообщения канала RACH путем посылки подтверждений по каналу FACH с помощью ИД УДС, назначенного пользовательскому терминалу.

После того как пользовательский терминал посылает ПБД по каналу RACH, он контролирует каналы BCH и FACH, чтобы определить, принят ли нет и обработан ли пункт доступа его ПБД канала RACH. Пользовательский терминал контролирует канал BCH, чтобы определить, установлен ли в сообщении BCH бит Подтверждения RACH. Если этот бит установлен, что указывает, что подтверждение для этого и (или) некоторых других пользовательских терминалов посылается по каналу FACH, то пользовательский терминал затем обрабатывает сообщение канала FACH, чтобы получить информационные элементы Типа 3 ИЭ, содержащие подтверждения. В противном случае, если бит Подтверждения RACH не посылается, то пользовательский терминал продолжает контролировать канал BCH или возобновляет свою процедуру доступа по каналу RACH.

Тип 3 ИЭ FACH используется для быстрого переноса подтверждений для успешных попыток доступа. Каждый информационный элемент подтверждения содержит ИД УДС, связанный с пользовательским терминалом, для которого посылается подтверждение.

Быстрое подтверждение используется, чтобы сообщить пользователскому терминалу, что его запрос доступа принят, но не связан с назначением ресурсов FCH/RCH. Если пользовательский терминал принимает быстрое подтверждение по каналу FCCH, он переходит в состояние *Неактивное*. Если пользовательский терминал принимает основанное на назначении подтверждение, он получает информацию планирования, посланную вместе с подтверждением, и начинает использование каналов FCH/RCH, как назначено в текущем кадре ДВР.

Пользовательский терминал возобновляет процедуру доступа по каналу RACH, если он не принимает подтверждения по каналу FCH в течение конкретного числа кадров ДВР после передачи ПБД RACH. В этом случае пользовательский терминал может предположить, что пункт доступа не принял правильно ПБД RACH. Пользовательским терминалом поддерживается счетчик для подсчета числа попыток доступа. Этот счетчик может инициализироваться на ноль для первой попытки доступа и получать приращение на единицу для каждой последующей попытки доступа. Пользовательский терминал будет завершать процедуру доступа, если значение счетчика достигает максимального числа попыток.

Для каждой последующей попытки доступа пользовательский терминал сначала определяет различные параметры для этой попытки доступа, в том числе (1) период времени ожидания перед передачей ПБД RACH, (2) временной интервал RACH, используемый для передачи ПБД RACH и (3) скорость передачи для ПБД RACH. Для определения периода времени ожидания пользовательский терминал сначала определяет максимальный период времени ожидания для следующей попытки доступа, которое называется "окно состязания" (OC) (CW). В варианте осуществления окно состязания (которое задается в единицах кадров ДВР) экспоненциально увеличивается для каждой попытки доступа (т.е.  $OC = 2^{\text{попытка\_доступа}}$ ). Окно состязания может быть также определено на основе некоторой другой функции (например, линейной функции) от числа попыток доступа. Период времени ожидания для следующей попытки доступа затем выбирается случайным образом между нулем и OC. Пользовательский терминал будет ожидать этот период времени перед передачей ПБД RACH для следующей попытки доступа.

Для следующей попытки доступа пользовательский терминал снижает скорость передачи для ПБД RACH, если для последней попытки доступа не использовалась наименьшая скорость. Начальная скорость передачи, используемая для первой попытки доступа, может выбираться на основе отношения С/Ш пилот-сигнала для принятого сигнала, посланного по каналу BCH. Неудача в приеме подтверждения может быть вызвана безуспешным приемом ПБД RACH пунктом доступа. Таким образом, скорость передачи для ПБД RACH в следующей попытке доступа снижается для повышения вероятности правильного приема пунктом доступа.

После ожидания случайно выбранного времени ожидания пользовательский терминал снова случайным образом выбирает временной интервал RACH для передачи ПБД RACH. Выбор временного интервала RACH для этой попытки доступа может выполняться аналогичным образом, как описано выше для первой попытки доступа, за исключением того, что параметры RACH (т.е. число временных интервалов RACH, длительность временного интервала и защитный интервал) для текущего кадра ДВР, как передано в сообщении BCH, используются вместе с длиной текущего ПБД RACH. ПБД RACH передается затем в случайно выбранном временном интервале RACH.

Процедура доступа, описанная выше, продолжается до тех пор, пока либо (1) пользовательский терминал не примет подтверждения от пункта доступа, либо (2) не будет достигнуто максимальное число разрешенных попыток доступа. Для каждой попытки доступа период времени ожидания перед передачей ПБД RACH используемый временной интервал RACH для передачи ПБД RACH и скорость передачи для ПБД RACH могут быть выбраны, как описано выше. Если принято подтверждение, то пользовательский терминал работает, как указывается подтверждением (т.е. он ожидает в состоянии *Неактивное*, если принимается быстрое подтверждение, или начинает использование FCH/RCH, если принимается основанное на назначении подтверждение). Если максимальное число



разрешенных попыток доступа достигнуто, то пользовательский терминал переходит в состояние *Инициализирован*.

#### **XI. Управление скоростью, мощностью и синхронизацией**

Пункт доступа планирует передачи нисходящей линии и восходящей линии по каналам FCH и RCH и управляет скоростями передачи для всех активных пользовательских терминалов. Кроме того, пункт доступа регулирует мощность передачи некоторых активных пользовательских терминалов в восходящей линии. Различные контуры могут поддерживаться для регулировки скорости, мощности передачи и синхронизации для каждого активного пользовательского терминала.

##### **1. Услуги фиксированной и переменной скорости**

Пункт доступа может поддерживать услуги как фиксированной, так и переменной скорости в каналах FCH и RCH. Услуги фиксированной скорости могут использоваться для передачи речи, видео и т.д. Услуги переменной скорости могут использоваться для передачи пакетированных данных (например, веб-поиска).

Для услуг с фиксированной скоростью в каналах FCH/RCH фиксированная скорость может использоваться для всего соединения. Доставка с максимальными усилиями используется в каналах FCH и RCH (т.е. нет повторной передачи). Пункт доступа планирует постоянное число ПБД FCH/RCH на конкретный временной интервал, чтобы удовлетворить требования QoS услуги. В зависимости от требований задержки пункту доступа может не требоваться планировать ПБД FCH/RCH для каждого кадра ДВР. Для услуг с фиксированной скоростью управление мощностью осуществляется в канале RCH, но не в канале FCH.

Для услуг с переменной скоростью в каналах FCH/RCH скорости передачи, используемые для FCH/RCH, могут изменяться в зависимости от канальных условий. Для некоторых изохронных услуг (например, видео, аудио) требования QoS могут налагать ограничение на минимальную скорость передачи. Для этих услуг планировщик в пункте доступа регулирует распределение FCH/RCH, чтобы обеспечить постоянную скорость передачи. Для асинхронных услуг передачи данных (например, веб-поиск, перенос файлов и т.д.) доставка с максимальными усилиями обеспечивается опцией повторных передач. Для этих услуг скорость передачи является максимальной скоростью, которая может надежно поддерживаться канальными условиями. Планирование ПБД FCH/RCH для пользовательских терминалов представляет собой обычно функцию от требований QoS. Всякий раз, как отсутствуют данные для отправки на нисходящей/восходящей линии, ПБД Свободно посылается по каналу FCH/RCH для поддержания линии. Управление мощностью в замкнутом контуре не производится в канале FCH или RCH для услуг с переменной скоростью.

##### **2. Управление скоростью**

Управление скоростью может использоваться для услуг с переменной скоростью, использующих каналы FCH и RCH, чтобы адаптировать скорость передачи FCH/RCH к изменяющимся канальным условиям. Скорости для использования в каналах FCH и RCH могут управляться независимо. Кроме того, в режиме пространственного мультиплексирования скорость передачи для каждой широкополосной собственной моды каждого выделенного транспортного канала может управляться независимо. Управление скоростью выполняется пунктом доступа на основе обратной связи, обеспеченной каждым активным пользовательским терминалом. Планировщик в пункте доступа планирует передачу данных и определяет назначения скорости для активных пользовательских терминалов.

Максимальная скорость передачи, которая может поддерживаться на любой линии, является функцией (1) матрицы канальных откликов для всех поддиапазонов данных, (2) уровня шума, наблюдаемого приемником, (3) качества оценки канала и, возможно, других факторов. Для системы ДВР канал можно рассматривать как обратимый для нисходящей линии и восходящей линии (после того, как выполнена калибровка для учета любых различий в пункте доступа и пользовательском терминале). Однако этот обратимый канал не предполагает, что шумовые пороги одни и те же в пункте доступа и пользовательском

терминале. Таким образом, для заданного пользовательского терминала скорости передачи на FCH и RCH могут управляться независимо.

Управление скоростью в замкнутом контуре может использоваться для передачи данных на одном или более пространственных каналов. Управление скоростью в замкнутом контуре может быть реализовано с использованием одного или множества контуров. Внутренний контур оценивает каналные условия и выбирает подходящую скорость передачи для каждого пространственного канала, используемого для передачи данных. Оценка канала и выбор скорости могут выполняться, как описано выше. Внешний контур может использоваться для оценки качества передачи данных, принимаемой в каждом пространственном канале, и для регулировки работы внутреннего контура. Качество передачи данных может быть определено количественно скоростью пакетных ошибок (CPO) (PER), метриками декодера и т.д. или их сочетанием. К примеру, внешний контур может регулировать сдвиг отношения С/Ш для каждого пространственного канала для достижения целевого значения СПО для этого пространственного канала. Внешний контур может также предписывать внутреннему контуру выбрать более низкую скорость передачи для пространственного канала, если для этого пространственного канала обнаруживаются избыточные пакетные ошибки.

#### **Управление скоростью нисходящей линии**

Каждый активный пользовательский терминал может оценивать канал нисходящей линии на основе пилот-сигнала MBxMВых, переданного по каналу ВСН в каждом кадре ДВР. Пункт доступа может также передавать управляемый эталон в ПБД FCH, посланном конкретному пользовательскому терминалу. С помощью пилот-сигнала MBxMВых по каналу ВСН и (или) управляемого эталона по каналу FCH пользовательский терминал может оценить отношение С/Ш в принятом сигнале и определить максимальную скорость передачи, которая может поддерживаться в канале FCH. Если пользовательский терминал работает в режиме пространственного мультиплексирования, то максимальная скорость может быть определена для каждой широкополосной собственной моды. Каждый пользовательский терминал может послать назад в пункт доступа максимальную скорость, поддерживаемую каждой широкополосной собственной модой (для режима пространственного мультиплексирования), максимальную скорость, поддерживаемую главной широкополосной собственной модой (для режима управления лучом), или максимальную скорость, поддерживаемую каналом MBxMВых (для режима разнесения) в поле Указатель скорости FCH в ПБД RCH. Эти скорости могут отображаться в отношении С/Ш для принятого сигнала, которые могут затем использоваться для выполнения вышеупомянутой процедуры создания избыточности. Альтернативно пользовательский терминал может посылать назад достаточную информацию (например, отношения С/Ш для принятых сигналов), давая возможность пункту доступа определить максимальную скорость передачи, поддерживаемую нисходящей линией.

Определение того, используется ли режим разнесения, управления лучом или пространственного мультиплексирования, может быть выполнено на основе обратной связи от пользовательского терминала. Число широкополосных собственных мод, выбранных для использования, может увеличить развязку между управляющими векторами.

Фиг. 14А иллюстрирует процесс управления скоростью передачи нисходящей линии для пользовательского терминала. ПБД ВСН передается в первом сегменте каждого кадра ДВР и включает в себя маяковый пилот-сигнал и пилот-сигнал MBxMВых, которые могут использоваться пользовательскими терминалами для оценки канала и слежения за каналом. Управляемый эталон может также быть послан в преамбуле ПБД FCH, посланного пользовательскому терминалу. Пользовательский терминал оценивает канал на основании MBxMВых и (или) управляемого эталона и находит максимальную(-ые) скорость(-и), которые могут поддерживаться нисходящей линией. Одна скорость передачи обеспечивается для каждой широкополосной собственной моды, если пользовательский терминал работает в режиме пространственного мультиплексирования. Пользовательский терминал затем посылает указатель скорости для FCH в поле Указатель скорости FCH в ПБД RCH, который он посылает пункту доступа.

Планировщик использует максимальную скорость, которую может поддерживать нисходящая линия для каждого активного пользовательского терминала, чтобы планировать передачу данных нисходящей линии в последующих кадрах ДВР. Скорости и другая информация назначения канала для пользовательского терминала отражаются в информационном элементе, poslanном по каналу FCSH. Скорость передачи, назначенная одному пользовательскому терминалу, может воздействовать на планирование для остальных пользовательских терминалов. Минимальная задержка между определением скорости пользовательским терминалом и ее использованием равна приблизительно одному кадру ДВР.

С помощью упорядоченной процедуры Грам-Шмидта пункт доступа может точно определить максимальные скорости, поддерживаемые в канале FCH, непосредственно из преамбулы RCH. Это может затем существенно упростить управление скоростью.

#### Управление скоростью восходящей линии

Каждый пользовательский терминал передает управляемый эталон по каналу RACH во время доступа к системе и по каналу RCH после назначения ресурсов FCH/RCH. Пункт доступа может оценивать отношение С/Ш для принятого сигнала для каждой из широкополосных собственных мод на основе управляемого эталона в канале RCH и определять максимальную скорость, поддерживаемую каждой широкополосной собственной модой. Первоначально пункт доступа может не иметь хорошей оценки канала для обеспечения надежной работы на или вблизи максимальной скорости, поддерживаемой каждой широкополосной собственной модой. Чтобы улучшить надежность, начальная скорость, используемая в каналах FCH/RCH, может быть намного ниже, чем максимальная поддерживаемая скорость. Пункт доступа может интегрировать управляемый эталон по нескольким кадрам ДВР, чтобы получить улучшенную оценку канала. Когда оценка канала улучшается, скорость может быть увеличена.

Фиг. 14В иллюстрирует процесс управления скоростью передачи восходящей линии для пользовательского терминала. После планирования передачи восходящей линии пользовательский терминал передает ПБД RCH, который включает в себя эталон, используемый пунктом доступа для нахождения максимальной скорости в восходящей линии. Планировщик затем использует максимальные скорости, которые восходящая линия может поддерживать для каждого активного пользовательского терминала, чтобы планировать передачу данных восходящей линии в последующих кадрах ДВР. Скорости и другая информация назначения канала для пользовательского терминала отражается в информационном элементе, poslanном по каналу FCSH. Минимальная задержка между нахождением скорости пунктом доступа и ее использованием равна приблизительно одному кадру ДВР.

#### 3. Управление мощностью

Управление мощностью может использоваться для передач в восходящей линии по каналу RCH (вместо управления скоростью) для услуг с фиксированной скоростью. Для услуг с фиксированной скоростью скорость передачи согласуется при установлении вызова и остается фиксированной в течение длительности соединения. Некоторые услуги с фиксированной скоростью могут ассоциироваться с требованием ограниченной подвижности. В варианте осуществления управление мощностью реализуется для восходящей линии для противодействия помехам между пользовательскими терминалами, но не используется для нисходящей линии.

Механизм управления мощностью используется для управления мощностью передачи восходящей линии каждого активного пользовательского терминала, так что отношение С/Ш для принятого сигнала в пункте доступа поддерживается на уровне, который обеспечивает желательное качество услуги. Этот уровень часто называют целевым отношением С/Ш для принятого сигнала, рабочей точкой или уставкой. Для мобильного пользовательского терминала потери распространения будут, вероятно, изменяться по мере перемещения этого пользовательского терминала. Механизм управления мощностью отслеживает изменения в канале, так что отношение С/Ш в принимаемом сигнале поддерживается вблизи уставки.

Механизм управления мощностью может быть реализован двумя способами: внутренним и внешним контуром. Внутренний контур регулирует мощность - внутренним контуром и внешним контуром. Внутренний контур регулирует мощность передачи пользовательского терминала так, что отношение С/Ш для принимаемого сигнала в пункте доступа поддерживается вблизи уставки. Внешний контур регулирует уставку для реализации конкретного уровня функционирования, который может быть выражен количественно посредством конкретной скорости кадровых ошибок (СКАДРО) (FER) (например, 1% СКАДРО), скорости пакетных ошибок (СПО), скорости блоковых ошибок (СБО) (BLER), скорости ошибок сообщений (СОМ) (MER) или какой-нибудь иной мерой.

Фиг. 15 иллюстрирует работу внутреннего управления мощностью для пользовательского терминала. После того как пользовательскому терминалу назначен канал FCH/RCH, пункт доступа оценивает отношение С/Ш для принятого сигнала в канале RCH и сравнивает его с уставкой. Начальная мощность, подлежащая использованию пользовательским терминалом, может быть найдена при установлении вызова и обычно лежит вблизи уровня максимальной мощности передачи. Для каждого кадрового интервала, если отношение С/Ш для принятого сигнала превышает уставку на конкретный положительный запас  $\delta$ , пункт доступа может указать пользовательскому терминалу снизить его мощность передачи на конкретную величину (к примеру, 1 дБ) в информационном элементе FCSH, посланном этому пользовательскому терминалу. Наоборот, если отношение С/Ш для принятого сигнала ниже, чем порог минус запас  $\delta$ , пункт доступа может указать пользовательскому терминалу увеличить мощность передачи на конкретную величину. Если отношение С/Ш для принятого сигнала находится в приемлемых пределах уставки, пункт доступа не будет запрашивать изменения в мощности передачи пользовательским терминалом. Мощность передачи восходящей линии задается как уровень начальной мощности передачи плюс сумма всех регулировок мощности, принятых от пункта доступа.

Начальная уставка в пункте доступа устанавливается, чтобы достичь конкретного уровня функционирования. Эта уставка регулируется внешним контуром на основании СКАДРО или СПО для RCH. К примеру, если за конкретный временной период не происходит кадровых/пакетных ошибок, уставка может быть снижена на первую величину (например, 0,1 дБ). Если средняя СКАДРО превышает появление одной или более кадровых/пакетных ошибок, уставка может быть увеличена на вторую величину (например, 1 дБ). Уставка, запас по гистерезису и работа внешнего контура соответствуют конкретной схеме управления мощностью, используемой в системе.

#### 4. Управление синхронизацией

Управление синхронизацией может быть по преимуществу использовано в основанной на DVB структуре кадров, где нисходящая линия и восходящая линия совместно используют одну и ту же частотную полосу путем дуплексирования с временным разделением. Пользовательские терминалы могут располагаться повсюду в системе и, тем самым, могут ассоциироваться с различными задержками распространения к пункту доступа. Для того чтобы максимизировать эффективность в восходящей линии, синхронизация передачи восходящей линии по каналам RCH и RACH от каждого пользовательского терминала может регулироваться, чтобы учитывать задержку распространения. Это будет затем гарантировать, что передачи восходящей линии от различных пользовательских терминалов поступают в пункте доступа в конкретном временном окне и не создают помех друг другу в восходящей линии либо передачам нисходящей линии.

Фиг. 16 иллюстрирует процесс регулировки для синхронизации восходящей линии пользовательского терминала. Первоначально пользовательский терминал посылает ПБД RACH по восходящей линии, чтобы получить доступ к системе. Пункт доступа получает начальную оценку задержки подтверждения приема (ЗПР) (RTD), связанной с пользовательским терминалом. Задержка подтверждения приема может оцениваться на основании (1) скользящего коррелятора, используемого в пункте доступа для определения начала передачи, и (2) ИД временного интервала, включенного в ПБД RACH, посланный пользовательским терминалом. Пункт доступа затем вычисляет начальное опережение синхронизации для пользовательского терминала на основании начальной оценки ЗПР.

Начальное опережение синхронизации посылается на пользовательский терминал перед его передачей по каналу RCH. Начальное опережение синхронизации может быть послано в сообщении по каналу FCH, в поле информационного элемента канала FCH или иным образом.

Пользовательский терминал принимает начальное опережение синхронизации от пункта доступа и после этого использует это опережение синхронизации на всех последующих передачах восходящей линии как в канале RCH, так и в канале RACH. Если пользовательскому терминалу назначаются ресурсы FCH/RCH, его опережение синхронизации может регулироваться командами, посланными пунктом доступа в поле Регулировка синхронизации RCH информационного элемента канала FCH.

Пользовательский терминал будет после этого регулировать свои передачи восходящей линии по каналу RCH на основании текущего опережения синхронизации, которое равно начальному опережению синхронизации плюс все регулировки синхронизации, посланные пунктом доступа пользовательскому терминалу.

Различные части системы BLBC MBxMBx и различные методы, описанные здесь, могут быть воплощены различными средствами. Например, обработка в пункте доступа и пользовательском терминале может воплощаться в аппаратном обеспечении, программном обеспечении или их сочетании. Для аппаратного воплощения обработка может быть реализована на одной или более интегральных схемах прикладной ориентации (ASIC), цифровых сигнальных процессорах (DSP), цифровых сигнальных процессорных устройствах (DSPD), программируемых логических устройствах (PLD), программируемых пользователем вентильных матрицах (FPGA), процессорах, контроллерах, микроконтроллерах, микропроцессорах, других электронных блоках, разработанных для выполнения описанных здесь функций, или их сочетания.

Для программного воплощения обработка может быть реализована модулями (например, процедурами, функциями и т.д.), которые выполняют описанные здесь функции. Программные коды могут сохраняться в запоминающем блоке (к примеру, памяти 732 или 782 на фиг.7) и выполняться процессором (к примеру контроллером 730 или 780). Запоминающий блок может быть реализован внутри процессора или вне процессора, и в этом случае он может коммуникативно соединяться с процессором через различные средства, как известно в технике.

Заголовки включены сюда для ссылки и для простоты определения местонахождения некоторых разделов. Эти заголовки не предназначены для ограничения объема описанных в них концепций, а эти концепции могут иметь применение в других разделах описания.

Предшествующее описание раскрытых вариантов осуществления предназначено для обеспечения возможности специалисту реализовать или использовать настоящее изобретение. Различные модификации этих вариантов осуществления должны быть понятны специалистам в данной области техники, а основные определенные здесь принципы могут применяться в других вариантах осуществления без отхода от сущности и объема изобретения. Таким образом, настоящее изобретение не предназначено для ограничения показанными здесь вариантами осуществления, но должно соответствовать самому широкому объему, согласующемуся с раскрытыми принципами и новыми признаками.

#### Формула изобретения

1. Способ передачи информации синхронизации в системе беспроводной связи с множеством входов и множеством выходов (MIMO), содержащий передачу информации синхронизации для первого набора из, по меньшей мере, одного пользовательского терминала с первой скоростью передачи по первому подканалу прямого канала управления; и передачу информации синхронизации для второго набора из, по меньшей мере, одного пользовательского терминала со второй скоростью передачи по второму подканалу прямого канала управления, причем вторая скорость передачи выше, чем первая скорость передачи, при этом второй подканал передают после первого подканала.

2. Способ по п.1, дополнительно содержащий передачу информации синхронизации для

третьего набора из, по меньшей мере, одного пользовательского терминала с третьей скоростью передачи по третьему подканалу прямого канала управления, причем третья скорость передачи выше, чем вторая скорость передачи, при этом третий подканал передают после второго подканала.

3. Способ по п.1, в котором первый подканал указывает, передают ли второй подканал в текущем кадре.
4. Устройство передачи в системе беспроводной связи с множеством входов и множеством выходов (MIMO), содержащее:
- процессор данных передачи, предназначенный для обработки информации
  - 19 сигнализации для первого набора из, по меньшей мере, одного пользовательского терминала на основе первой скорости передачи, и
  - обработки информации сигнализации для второго набора из, по меньшей мере, одного пользовательского терминала на основе второй скорости передачи, которая выше, чем первая скорость передачи; и
  - 15 передающий блок, предназначенный для
  - передачи обработанной информации планирования для первого набора
  - пользовательских терминалов по первому подканалу прямого канала управления, и
  - передачи обработанной информации планирования для второго набора
  - пользовательских терминалов по второму подканалу прямого канала управления, причем
  - 20 второй подканал передается после первого подканала.
  - 5. Устройство по п.4, в котором процессор данных передачи дополнительно
  - обеспечивает обработку информации сигнализации для третьего набора из, по меньшей
  - мере, одного пользовательского терминала на основе третьей скорости передачи, которая
  - выше, чем вторая скорость передачи, причем передающий блок дополнительно
  - 25 обеспечивает передачу обработанной информации сигнализации для третьего набора
  - пользовательских терминалов по третьему подканалу прямого канала управления, причем
  - третий подканал передается после второго подканала.
  - 6. Устройство по п.4, в котором первый подканал указывает, передается ли второй
  - подканал в текущем кадре.
  - 7. Устройство передачи в системе беспроводной связи с множеством
  - 30 входов и множеством выходов (MIMO), содержащее:
  - средство для передачи информации сигнализации для первого набора из, по меньшей
  - мере, одного пользовательского терминала с первой скоростью передачи по первому
  - подканалу прямого канала управления; и
  - средство для передачи информации сигнализации для второго набора из, по меньшей
  - 35 мере, одного пользовательского терминала со второй скоростью передачи по второму
  - подканалу прямого канала управления, причем вторая скорость передачи выше, чем первая
  - скорость передачи, при этом второй подканал передается после первого подканала.
  - 8. Устройство по п.7, дополнительно содержащее средство для передачи информации
  - сигнализации для третьего набора из, по меньшей мере, одного пользовательского
  - 40 терминала с третьей скоростью передачи по третьему подканалу прямого канала
  - управления, причем третья скорость передачи выше, чем вторая скорость передачи, при
  - этом третий подканал передается после второго подканала.
  - 9. Устройство по п.7, в котором первый подканал указывает, передается ли второй
  - подканал в текущем кадре.
  - 10. Способ приема информации сигнализации в пользовательском терминале в системе
  - 45 беспроводной связи с множеством входов и множеством выходов (MIMO), содержащий
  - прием информации сигнализации, посланной с первой скоростью по первому подканалу
  - прямого канала управления; и если информация сигнализации для пользовательского
  - терминала не получена из первого подканала, прием информации сигнализации, посланной
  - 50 со второй скоростью по второму подканалу прямого канала управления, причем вторая
  - скорость передачи выше, чем первая скорость передачи, при этом второй подканал
  - посылается после первого подканала.
  - 11. Способ по п.10, в котором, если информация сигнализации для пользовательского

терминала не получена из второго подканала, принимают информацию сигнализации, посланную с третьей скоростью по третьему подканалу прямого канала управления, причем третья скорость передачи выше, чем вторая скорость передачи, при этом третий подканал посылается после второго подканала.

5 12. Способ по п. 10, дополнительно содержащий прекращение обработки прямого канала управления при обнаружении сбоя декодирования для подканала прямого канала управления.

13. Устройство приема в системе беспроводной связи с множеством входов и множеством выходов (MIMO), содержащее: процессор данных приема, предназначенный для приема информации сигнализации, посланной с первой скоростью передачи по первому подканалу прямого канала управления, и если информация сигнализации для устройства не получена из первого подканала, приема информации сигнализации, посланной со второй скоростью по второму подканалу прямого канала управления, причем вторая скорость передачи выше, чем первая скорость передачи, при этом второй подканал посылается после первого подканала; и контроллер, предназначенный для управления обработкой для первого и второго подканалов.

14. Устройство по п. 13, в котором процессор данных приема дополнительно обеспечивает, если информация сигнализации для устройства не получена из второго подканала, прием информации сигнализации, посланной с третьей скоростью по третьему подканалу прямого канала управления, причем третья скорость передачи выше, чем вторая скорость передачи, при этом третий подканал посылается после второго подканала.

15 15. Устройство по п. 13, в котором контроллер дополнительно обеспечивает прекращение обработки прямого канала управления при обнаружении сбоя декодирования для подканала прямого канала управления.

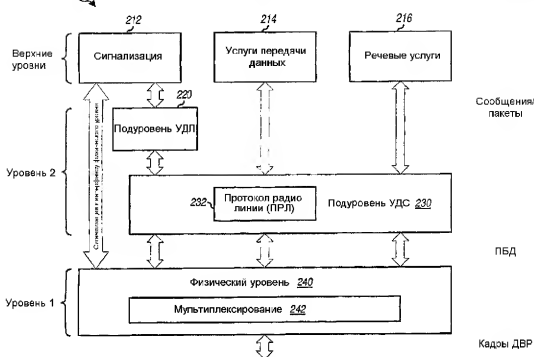
16. Устройство приема в системе беспроводной связи с множеством входов и множеством выходов (MIMO), содержащее:

25 средство для приема информации сигнализации, посланной с первой скоростью передачи по первому подканалу прямого канала управления; и

30 средство для приема информации сигнализации, посланной со второй скоростью по второму подканалу прямого канала управления, если информация сигнализации для устройства не получена из первого подканала, причем вторая скорость передачи выше, чем первая скорость передачи, при этом второй подканал посылается после первого подканала.

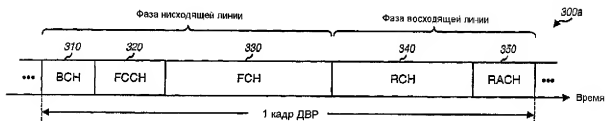
17. Устройство по п. 16, дополнительно содержащее средство для приема информации сигнализации, посланной с третьей скоростью по третьему подканалу прямого канала управления, если информация сигнализации для устройства не получена из второго подканала, причем третья скорость передачи выше, чем вторая скорость передачи, при этом третий подканал посылается после второго подканала.

18. Устройство по п. 16, дополнительно содержащее средство для прекращения обработки прямого канала управления при обнаружении сбоя декодирования для подканала прямого канала управления.



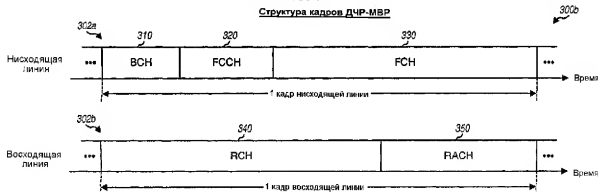
ФИГ.2

Структура кадров ДВР-MBR



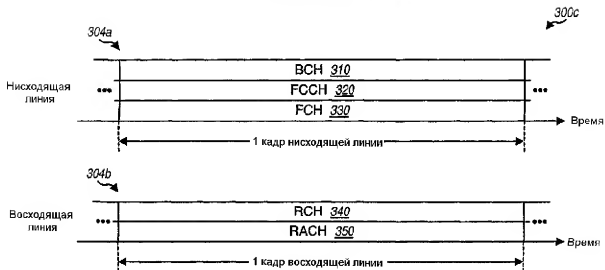
ФИГ.3А

Структура кадров ДЧР-MBR

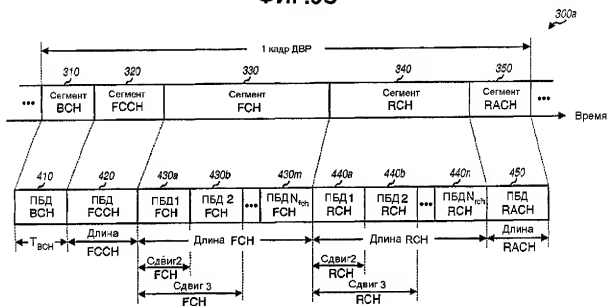


ФИГ.3В

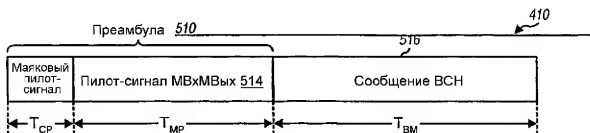




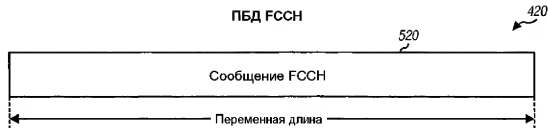
ФИГ.3С



ФИГ.4  
ПБД ВСН

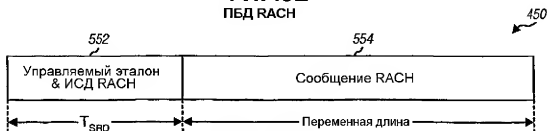


ФИГ.5А



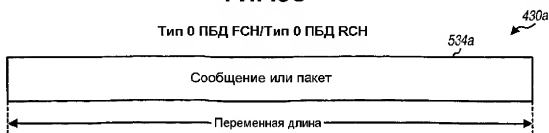
**ФИГ.5B**

ПБД RACH



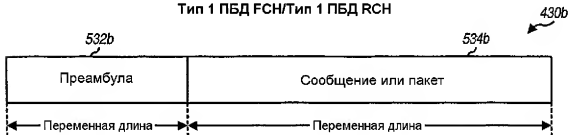
**ФИГ.5C**

Тип 0 ПБД FSH/Тип 0 ПБД RCH



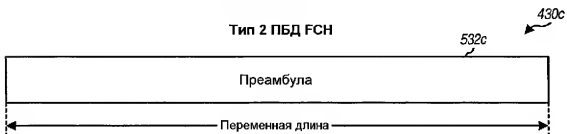
**ФИГ.5D**

Тип 1 ПБД FSH/Тип 1 ПБД RCH

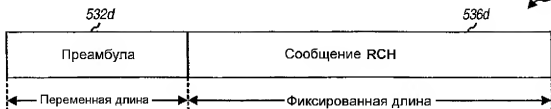
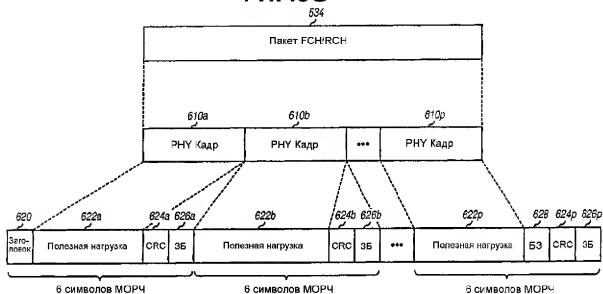


**ФИГ.5E**

Тип 2 ПБД FSH



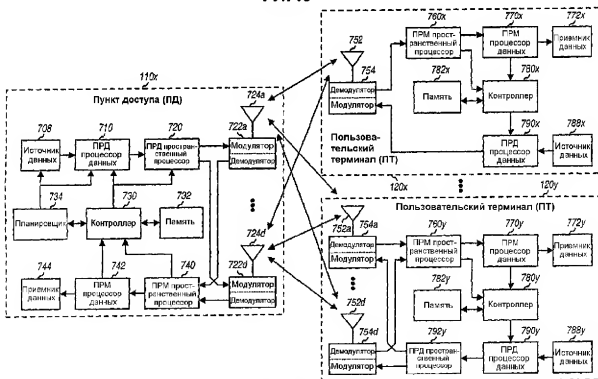
**ФИГ.5F**

**ФИГ.5G**

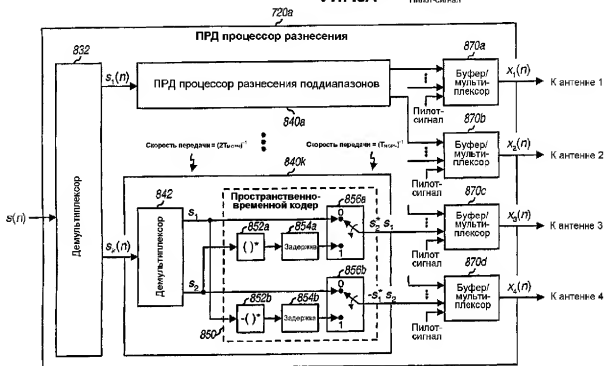
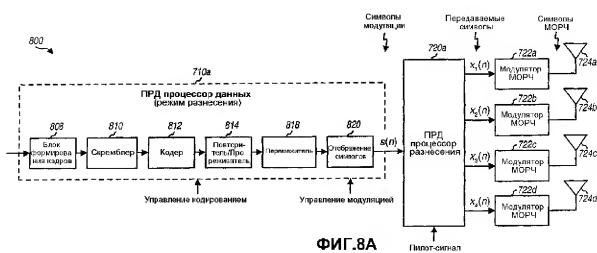
### 3Б - Завершающие биты

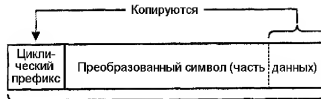
БЗ - Биты заполнения

**ФИГ.6**



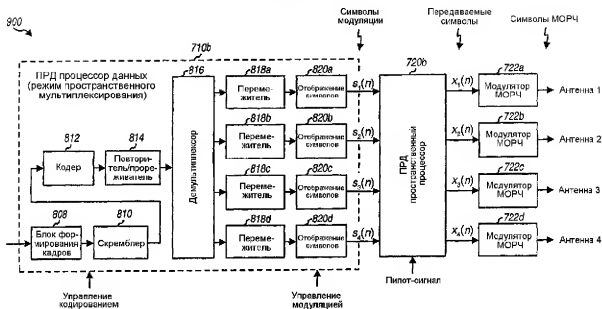
ФИГ.7



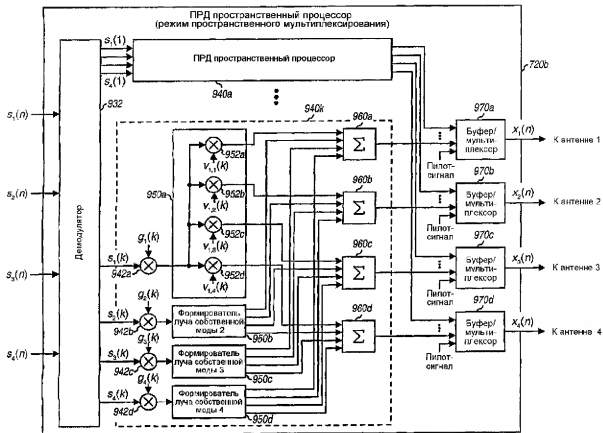


Символ MORC

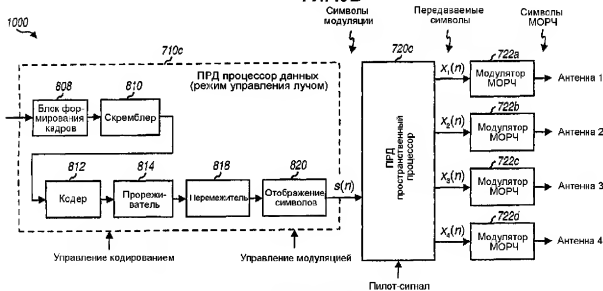
ФИГ.8D



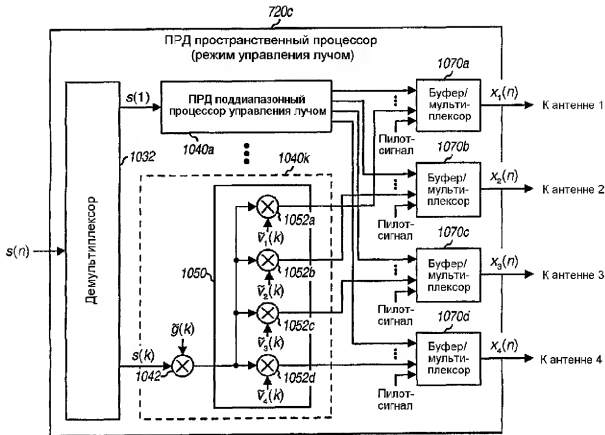
ФИГ.9A



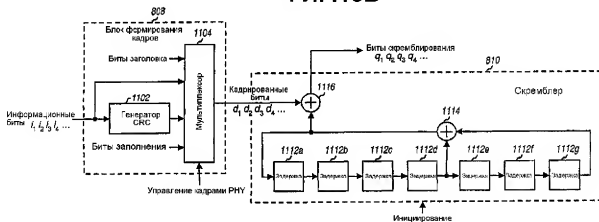
ФИГ.9В



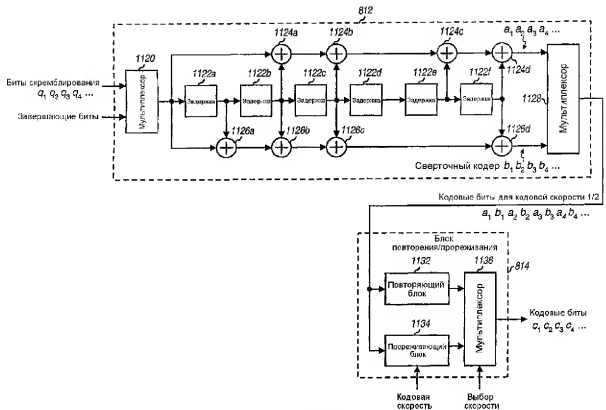
ФИГ.10А



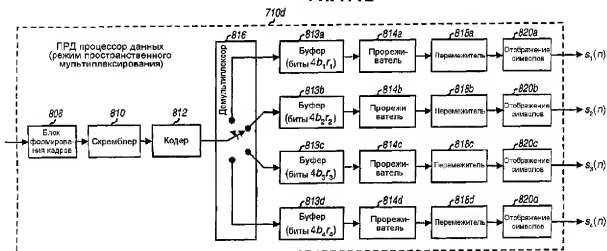
**ФИГ.10В**



ФИГ.11А



ФИГ.11В

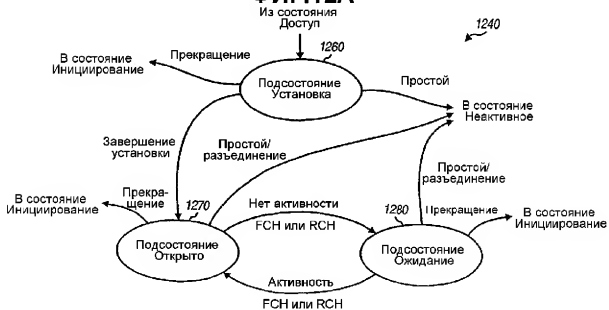


ФИГ.11С





**ФИГ.12А**

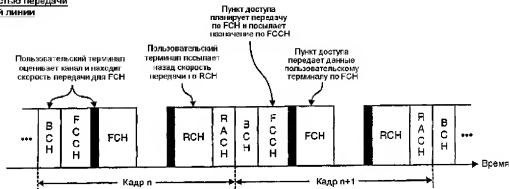


**ФИГ.12В**



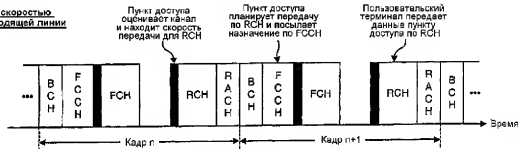
ФИГ.13

Управление скоростью передачи нисходящей линии

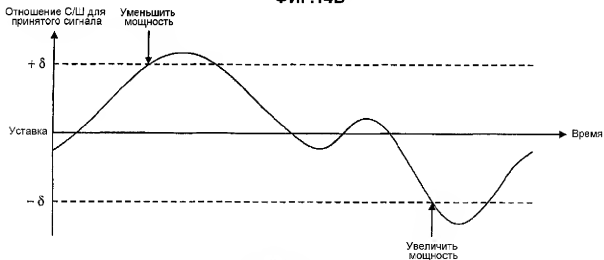


ФИГ.14A

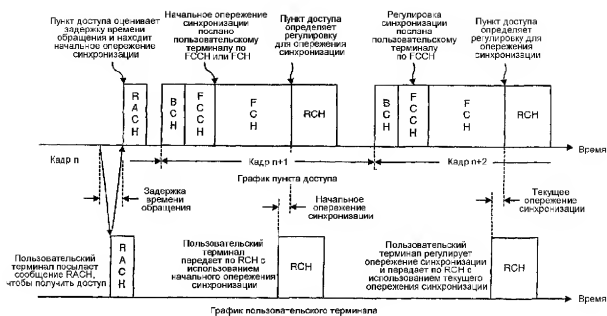
Управление скоростью передачи восходящей линии



ФИГ.14B



ФИГ.15



ФИГ.16

(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
17 October 2002 (17.10.2002)

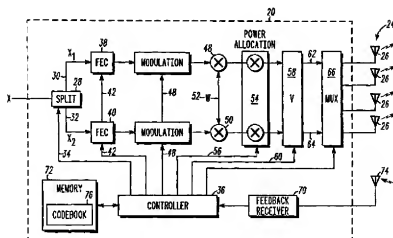
PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/082689 A2

- (51) International Patent Classification<sup>7</sup>: H04B 7/06, 7/08
- (21) International Application Number: PCT/US02/10599
- (22) International Filing Date: 5 April 2002 (05.04.2002)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:  
60/281,985 7 April 2001 (07.04.2001) US  
10/113,699 1 April 2002 (01.04.2002) US
- (71) Applicant: MOTOROLA, INC. [US/US]; 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, IL 60196 (US).
- (72) Inventors: PAUTLER, Joseph, J.; 6111 North Beach Street #1118, Fort Worth, TX 76137 (US). ROHANI, Kamyar; 535 Arcadia Drive, Keller, TX 76248 (US). HARRISON, Robert, M.; 1714 Parkwood Drive, Grapevine, TX 76051 (US).
- (54) Agents: JACOBS, Jeffrey, K. et al.; Motorola, Inc., Intellectual Property Dept., 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, IL 60196 (US).
- (81) Designated States (national): AF, AG, AI, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent: (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent: (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent: (AT, BH, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent: (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- Published:**  
*without international search report and to be republished upon receipt of that report*

[Continued on next page]

(54) Title: METHOD AND SYSTEM IN A TRANSCEIVER FOR CONTROLLING A MULTIPLE-INPUT, MULTIPLE-OUTPUT COMMUNICATIONS CHANNEL



(57) Abstract: The present invention makes it possible to increase a data rate between a transmitter and receiver using a multiple-input, multiple-output radio frequency channel. A multiple-stream, multiple-antenna receiver measures a composite channel between a multiple-antenna transmitter and a multiple-antenna receiver to produce a composite channel measurement. The receiver selects a plurality of antenna array weight sets for use in the multiple-antenna transmitter in response to the composite channel measurement, where each antenna array weight set is associated with one of multiple data streams. Information describing the plurality of antenna array weight sets for use in the multiple-antenna transmitter are then transmitted.



---

*For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.*

**METHOD AND SYSTEM IN A TRANSCEIVER FOR CONTROLLING A  
MULTIPLE-INPUT, MULTIPLE-OUTPUT COMMUNICATIONS  
CHANNEL**

5

**Field of the Invention**

The present invention is related in general to communication systems, and more particularly to a method and system for controlling the transmitting and receiving of multiple data streams in a multiple-input, multiple-output communications channel.

**Background of the Invention**

Communication system designers are always looking for ways to increase the capacity of a communications channel between a transmitter and receiver. A communications channel may be defined as a system that transmits a sequence of symbols from one point to another. For example, a cellular communications system includes a channel for wirelessly transmitting a sequence of symbols that represent voice or data, back and forth between the telephone system and subscriber unit. An increase in the capacity of this channel means an increase in the rate of transmitting symbols. And when more symbols are transmitted in the same amount of time, voice can sound better, and it may take less time to transfer data files.

To increase the capacity of a wireless communications channel, antenna arrays have been used at the transmitter to better focus the transmitted energy at the receiver. An antenna array is a group of

spaced apart antennas that each transmit an antenna signal that has a specific gain and phase relationship with the other antenna signals. When the antennas work together transmitting the antenna signals, they produce an antenna pattern that is more focused on the receiver than a pattern produced by a single antenna. Note that the process of changing the gain and phase of a signal to produce antenna signals may be referred to as "weighting" the signal using a set of "antenna array weights."

Because antenna arrays may similarly be used at a receiver to improve signal quality, use of antenna arrays at both the transmitter and receiver has also been proposed to increase channel capacity. When multiple antennas are used at the transmitter and receiver, the wireless channel between them may be referred to as a multiple-input, multiple-output (MIMO) channel.

Fig. 1 shows a high-level schematic diagram of a communications channel, wherein a portion of the communications channel is wireless. As shown,  $x$  represents user data that will be wirelessly transmitted to the receiver. At the receiver,  $x$  is represented as an estimate of the data,  $\hat{x}$ . User data  $x$  may be split to produce a vector that represents multiple data streams,  $x_1, x_2, \dots$

User data  $x$  is processed by matrix  $\mathbf{V}$  to produce adaptive array antenna signals  $z$ . Each column of matrix  $\mathbf{V}$  is a vector containing an antenna array weight set used to transmit one of the data streams  $x_i$ . Signals  $z$  are transmitted from antenna elements of the antenna array, through the air, and received at the receiver antenna array as received antenna signals  $r$ . The air interface between antenna signals  $z$  and received antenna signals  $r$  includes matrix  $\mathbf{H}$ , which describes the effects of the air interface on signals  $z$ . The air interface is also described by the addition of noise  $n$  to signals  $z$ .

Received antenna signals  $\mathbf{r}$  are processed in the receiver by matrix  $\mathbf{U}'$  to produce the estimate of data,  $\hat{\mathbf{x}}$ .

With reference now to **Fig. 2**, there is depicted a two-input, two-output MIMO antenna array system. This MIMO system may be used to simultaneously transmit two different data streams,  $x_1$  and  $x_2$ , to a single subscriber unit through a "composite channel"  $\mathbf{H}$ , defined by the matrix

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

where  $h_{ij}$ ,  $i=1,2$ ,  $j=1,2$  are complex channel values. Note that the term "composite channel" as used herein refers to a complete measurement or description of a channel, wherein the effects of all combinations of transmit antennas and receive antennas are considered. The composite channel may be thought of as the aggregation of all channels between pairs of single antennas, defined by all pair-wise combinations of transmit and receive antennas.

When a flat Rayleigh fading channel is assumed,  $h_{ij}$  are complex-valued Gaussian numbers with unity average power,  $E[h_{ij}h_{ij}^*]=1$ . The received (baseband) vector  $\mathbf{r}$  (see **FIG. 1**) can be written as follows

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

where  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$  is the vector of transmitted data streams, and  $\mathbf{n}$  is a vector of noise samples, with additive white Gaussian noise with variance  $\sigma_n^2$ .



Note that in a noise free channel, both streams can be recovered perfectly if channel matrix  $\mathbf{H}$  is full rank. That is, two equations and two unknowns can be solved to recover the unknowns  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ .

When  $\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{r}$ , both data streams can be recovered and link, or channel, capacity can be doubled. For example, a linear architecture may use zero forcing receivers to multiply the received vector  $\mathbf{r}$ , with  $\mathbf{H}^{-1}$ . This works well with a high signal-to-noise ratio (SNR), but with a low SNR it boosts noise, which is not desirable.

In another linear receiver architecture, a Minimum Mean Square Error (MMSE) receiver may be used to minimize the average difference between detected data streams and the received signal.

While linear and non-linear receiver architectures can both be implemented to detect the multiple streams in noisy channels, in practical applications, noise in the channel will often require the use of non-linear receivers, which are more complicated and expensive to build. Examples of non-linear receivers with improved performance are Serial-Interference-Cancellation (SIC) receivers and a Maximum Likelihood (ML) receivers. Because of their complexity and cost, non-linear receivers should be avoided if possible.

#### **Theoretical MIMO Capacity:**

The capacity of a MIMO system may be shown with the following analysis. Suppose the Singular Value Decomposition (SVD) of the channel matrix  $\mathbf{H}$  is given by

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}' \quad (1)$$

where  $\mathbf{S}$  is a diagonal matrix composed of the singular values (i.e., the square-roots of eigenvalues of  $\mathbf{H}'\mathbf{H}$  or  $\mathbf{H}\mathbf{H}'$ ),  $\mathbf{U}$  is an orthogonal matrix

with column vectors equal to the eigenvectors of  $\mathbf{H}\mathbf{H}'$ ,  $\mathbf{V}$  is an orthogonal matrix with columns equal to the eigenvectors of  $\mathbf{H}'\mathbf{H}$ , and the  $"'$ " operator is the complex conjugate transpose operation. As an example, consider the following composite channel matrix

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

The SVD of this composite channel is

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}' = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Referring to **Fig. 1**, the transmit vector is

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x} \quad (2)$$

Thus, the received vector is

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (3)$$

Replacing  $\mathbf{H}$  and  $\mathbf{z}$  with (1) and (2), we get

$$\mathbf{r} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}'\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4)$$

where, since  $\mathbf{V}$  is an orthonormal matrix,  $\mathbf{V}'\mathbf{V}$  is replaced with identity. Next, the received vector is pre-multiplied with  $\mathbf{U}'$ :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{U}'\mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{U}'\mathbf{n} \\ &= \mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{e} \end{aligned} \quad (5)$$

Again, since  $\mathbf{U}$  is an orthonormal matrix,  $\mathbf{U}'\mathbf{U}$  is replaced with identity. Note that the new noise vector,  $\mathbf{e}$ , has the same covariance

matrix as  $\mathbf{n}$ , because pre-multiplication with an orthonormal matrix does not alter the noise covariance.

If equation (5) is rewritten for the case of 2 transmit antennas, and 2 receive antennas it becomes:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_1 \\ \hat{\mathbf{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} x_1 + e_1 \\ \sqrt{\lambda_2} x_2 + e_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

where  $\lambda_i$  are the channel matrix eigenvalues.

The error free channel capacity based on the Shannon bound is well known, and is given by

$$C_1 = \log_2(1 + \rho) \quad \text{bits/symbol} \quad (7)$$

where  $\rho$  is the channel SNR. From (5) and (6), note that the MIMO channel capacity based on the Shannon bound is the sum of the capacities per data stream:

$$C_{\text{MIMO}} = \sum_{i=1}^M C_i = \sum_{i=1}^M \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i \right) \quad \text{bits/symbol} \quad (8)$$

where  $M$  is the minimum number of antennas at either the transmitter or the receiver. For the 2 transmit antenna, 2 receive antenna example,  $M=2$ . It is important to note that in (8), the total transmit power has been normalized such that it remains the same for any number of transmit antennas. The ratio  $\rho/M$  ensures equal power transmitted on all antennas, and it maintains the same total power for all values of  $M$ .

In general, equal power transmission of (8) is sub-optimal. The total capacity, which is the sum of each data stream capacity,  $C_{\text{MIMO}} = \sum_i C_i$ , can be maximized by increasing the power to the high SNR streams, and reducing the power to the low SNR streams, such that the total transmit power remains the same. This procedure is typically referred to as "waterfilling."

By including waterfilling weights for optimum power allocation per data stream, (8) becomes:

$$C_{\text{MIMO}} = \sum_{i=1}^M \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i w_i \right) \quad \text{bits/symbol} \quad (9)$$

where waterfilling weights are computed from

$$\sum_i w_i = \sum_i \max \left[ 0, \left( K - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_i} \right) \right] = 1,$$

which is the waterfilling criterion, which is discussed by R.G. Gallager in *Information Theory and Reliable Communication*, New York: John Wiley & Sons, 1968. Here,  $K$  is a constant determined by iterations, and  $w_i$  are set accordingly.

Because transmitters in prior art systems lack data regarding the conditions of the composite channel, the performance of these systems cannot approach the Shannon bound for the MIMO channel. Furthermore, the amount of data needed to describe a composite MIMO channel is large, which would consume a large percentage of channel capacity when communicated to the transmitter.

Thus, it should be apparent that a need exists for an improved method and system for using feedback to efficiently control data

transmission and reception in a multiple-input, multiple-output radio frequency channel.

### Brief Description of the Drawings

5

The novel features believed characteristic of the invention are set forth in the appended claims. The invention itself, however, as well as a preferred mode of use, further objects, and advantages thereof, will best be understood by reference to the following detailed description of an illustrative embodiment when read in conjunction with the accompanying drawings, wherein:

10

**FIG. 1** is a high-level schematic diagram of a communications channel, wherein a portion of the communications channel is wireless;

15

**FIG. 2** is a high-level block diagram of a two-input, two-output MIMO channel;

**FIG. 3** is a block diagram of a multiple-stream, multiple-antenna transmitter that may be used to implement the method and system of the present invention;

20

**FIG. 4** is a more detailed block diagram of antenna array signal processor;

**FIG. 5** depicts a receiver for use in a multiple-stream, multiple-antenna transceiver system in accordance with the method and system of the present invention;

**FIG. 6** is a high-level logic flowchart that illustrates a feedback method in a multiple-stream, multiple-antenna receiver in accordance with the method and system of the present invention;

**FIG. 7** is a high-level logic flow chart that illustrates a feedback  
5 method in a multiple-stream, multiple-antenna transmitter in accordance with the method and system of the present invention;

**FIG. 8** is a more detailed logical flow chart that illustrates the process for estimating a composite channel and selecting array weight sets in accordance with the method and system of the present  
10 invention;

**FIG. 9** shows simulation results comparing quantized MIMO feedback with un-quantized, ideal MIMO feedback, in accordance with the method and system of the present invention; and

**FIG. 10** shows simulation results for a MIMO transceiver  
15 system in accordance with the method and system of the present invention.

### Detailed Description of the Invention

With reference now to **FIG. 3**, there is depicted a multiple-stream, multiple-antenna transmitter that may be used to implement the method and system of the present invention. As illustrated, transmitter **20** receives user data **22** and transmits user data **22** using antenna array **24**, which comprises antenna elements **26**.

User data **22** enters data splitter **28**, which separates the user data stream into a plurality of data streams, such as data stream **30** and data stream **32**. While two data streams are shown in **FIG. 3**, data splitter **28** may produce any number of data streams. Data splitter **28** splits data in proportion to control signal **34**, which is produced by controller **36**. For example, control signal **34** may specify a ratio of 2-to-1, wherein two bits are sent to data stream **30** and one bit is sent to data stream **32**. This splitting ratio may specify an equal number of bits on both streams, or all data bits are sent to one stream.

Data streams **30** and **32** output by data splitter **28** are input into error correction encoders **38** and **40**. These error correction encoders may be implemented with a convolutional encoder, a turbo encoder, a block encoder, or the like. The type of encoding, and the rate of encoding is controlled by control signal **42**, which is output by controller **36**. Note that control signal **42** may set error correction encoders **38** and **40** to the same error encoding schemes, or different encoding schemes.

Outputs of error correction encoders **38** and **40** are coupled to inputs of modulators **44** and **46**. Modulators **44** and **46** may be implemented with linear or non-linear modulation schemes, including

all varieties of modulators that modulate amplitude and phase, and combinations of amplitude and phase. Examples of modulators that may be used include Binary Phase Shift Keying modulators (BPSK), Quadrature Phase Shift Keying modulators (QPSK), M-ary phase shift keying modulators, M-ary quadrature amplitude modulators (MQAM), and the like.

Control signal **48** selects the type of modulation used in modulators **44** and **46**. Control signal **48** is produced by controller **36**. According to the present invention, the modulation schemes in the data streams may be the same, or different.

The output of modulators **44** and **46** are coupled to inputs of spreaders **48** and **50**, respectively. Spreaders **48** and **50** spread the signal using spreading code **52**, wherein the spreading code is assigned to user data **22**.

Outputs of spreaders **48** and **50** are coupled to inputs of power allocator **54**. Power allocator **54** sets a power ratio between data streams **30** and **32** in response to control signal **56** from controller **36**. Power allocator **54** may allocate all power to one data stream, equal powers on data streams, or other ratios of unequal power allocations. Power allocator **54** does not allocate power to data streams **30** and **32** relative to data streams belonging to other user data not shown in **FIG. 3**. This means that power allocator **54** does not allocate an absolute level of power to a user. The absolute power allocated to each data stream, and each user, is determined by available power in power amplifiers and other control functions not shown in **FIG. 3**.

Outputs of power allocator **54** are coupled to inputs of antenna array signal processor **58**, which further processes the data streams



by applying antenna array weight sets to each data stream. These antenna array weight sets come from controller **36** via control signal **60**. By applying the antenna array weight sets to data streams **30** and **32**, antenna array signal processor enables the transmission of  
5 each data stream with a different antenna array pattern.

The outputs of antenna array signal processor **58** include weighted components of the input data streams. For example, output **62** may include a phase-and-gain weighted portion of data stream **30** added together with a phase-and-gain weighted portion of data stream  
10 **32**. The number of weighted outputs from antenna array signal processor **58** may be equal to or greater than the number of data streams. While the number of outputs of antenna array signal processor **58** may be greater than the number of data streams input, the number of data streams transmitted remains the same.

With reference now to **FIG. 4**, there is depicted a high-level  
15 block diagram of antenna array signal processor **58**. As shown, data streams **30** and **32** enter antenna array signal processor **58**, wherein a copy of each data stream is sent to a gain multiplier corresponding to an antenna element that will be used in an antenna array. In the  
20 example shown in **FIG. 4**, two antennas will be used in the antenna array, therefore copies of each data stream are sent to two gain multipliers **80**.

Following each gain multiplier **80** is a phase shifter **82**, which rotates the phase of the signal according to a control signal input.  
25 Outputs of phase shifters **82** are coupled to summers **84**, which add the weighted data streams to produce output signals **62** and **64**.

Control signal **60** (see **FIG. 3**) includes a plurality of antenna array weight sets, wherein one antenna array weight set is associated

with each data stream. For example, control signal **60** includes weight set signals **86** and **88**. Weight set signal **86** includes gain and phase weights (i.e., complex weights) for each gain multiplier **80** and phase shifter **82** associated with data stream **30**. Thus, the outputs  
5 of phase shifters **82** associated with data stream **30** produce antenna signals that provide a selected antenna pattern for data stream **30**. Similarly, weight set signal **88** includes phase and gain weights for each gain multiplier **80** and phase shifter **82** associated with data stream **32**. In the outputs of phase shifters **82** associated with data  
10 stream **32** produce antenna signals for driving an antenna array with a selected pattern for data stream **32**.

In order to produce desired antenna patterns for each data stream, gain multipliers **80** associated with a data stream may have different gain values and phase shifters **82** associated with a data  
15 stream may have different phase shift values, whereby producing antenna signals that work together to form a particular transmission pattern.

In some embodiments of transmitter **20**, output signals **62** and **64** may be up-converted, amplified, and coupled to two antenna  
20 elements **26**. However, in the embodiment shown in **FIG. 3**, multiplexer **66** is used to couple output signals **62** and **64** to selected antenna elements **26** in response to control signal **68** from controller **36**. This means that control signal **62** may be coupled to any one of antenna elements **26** in antenna array **24**, while output signal **64** is  
25 coupled to one of the remaining antenna elements **26**.

Controller **36** outputs control signals **34**, **42**, **48**, **56**, **60**, and **68** based upon information received from feedback receiver **70**, and data stored in memory **72**. Feedback receiver **70** is shown coupled to antenna **74** for receiving feedback data from a remote receiver, such

as the receiver shown in **FIG. 5**. While antenna **74** is shown separate from antenna array **24**, one of the antenna elements **26** of array **24** may be used to receive the feedback data.

Feedback data from feedback receiver **70** may include a  
5 codebook index, which may be used by controller **36** to lookup transmission parameters in codebook **76** within memory **72**.

Controller **36** may also be used to calculate, or derive, additional control signals or transmission parameters based upon feedback data. Therefore, it should be understood that feedback data  
10 may include measurements upon which calculations may be based, or data that indicates parameters to be used in transmitter **20**.

With reference now to **FIG. 5**, there is depicted a receiver for use in a multiple-stream, multiple-antenna transceiver system in accordance with the method and system of the present invention. As  
15 shown, receiver **98** includes antenna array **100** having elements **102** that receive radio frequency signals **104** and **106**. Received RF signals **104** and **106** are most likely different signals because antenna elements **102** are spaced apart, and propagation paths taken by received RF signals **104** and **106** from antenna elements **26** of  
20 transmitter **20** are most likely different in a multi-path fading environment.

In the multiple-stream, multiple-antenna transceiver system that is made up of transmitter **20** and receiver **98**, multiple data streams are transmitted to increase the data throughput between  
25 transmitter **20** and receiver **98**. Transmitter **20** is able to simultaneously transmit multiple data streams, and receiver **98** is able to keep the multiple streams separate by exploiting the differences in the channel characteristics between the multiple

antennas at transmitter **20** and receiver **98**. Thus, user data **22** in transmitter **20** is received by receiver **98** and output as estimated user data **108**.

Received RF signals **104** and **106** are input into radio frequency receiver front end **110**, wherein the radio frequency signals are down converted and digitized. The output of radio frequency receiver front end **110** is a stream of complex baseband digital samples that represent received RF signals **104** and **106**.

The outputs of radio frequency receiver front end **110** are input into receiver signal processor **112**, which has the function of separating data streams **30** and **32** (See **FIG. 3**) in receiver **98**. In one embodiment of the present invention, receiver signal processor **112** may be implemented by multiplying the input signals by the complex conjugate transpose of the **U** matrix, which is the left singular vectors of the singular value decomposition of the composite channel matrix **H**. Receiver signal processor **112** is controlled by control signal **115** from controller **113**.

The data streams output by receiver signal processor **112** are input to despreaders **114** and **116**, which despread the signals using spreading code **52**, which is the same spreading code used in the transmitter. The outputs of despreader **114** and **116** are coupled, respectively, to the inputs of demodulator and decoders **118** and **120**. Each demodulator and decoder **118** and **120** demodulates the signal and decodes the signal using demodulation and error correction decoding techniques that compliment those selected for each data stream in the transmitter. Thus, the type of demodulator and decoder functions used depends upon what was used in transmitter **20**, as indicated by control signal **122** from controller **113**. Demodulators

and decoders **118** and **120** may be the same function, or may be different functions.

The outputs from demodulator and decoder **118** and **120** are input into combiner **124**, which combines the multiple streams received back into a single stream for output as estimated user data **108**. Combiner **124** operates under the control of controller **113**, as directed by control signal **126**. Because the received data streams may have different data rates, and because one data stream may have a data rate equal to zero, combiner **124** must reconstruct the user data in accordance with the way data was originally split by data splitter **28** in transmitter **20** in **FIG. 3**.

In order to control the transmission of multiple data streams via multiple antennas at the transmitter, receiver **98** must measure the composite channel and send feedback data to the transmitter. As shown, outputs of radio frequency front end **110** are also coupled to composite channel estimator **128**, which uses pilot signals transmitted from each antenna element **26** in transmitter **20** to measure the composite channel between the multiple input antennas and multiple output antennas. The function of composite channel estimator **128**, and many of the other functional blocks in the data feedback portion of receiver **98**, are described in more completely in reference to **FIG. 8**, below.

The output of composite channel estimator **128**, which is represented by the **H** matrix, is input into **V** matrix computer and selector **130**. The "computing function" of block **130** computes **V**, which is a matrix describing desired antenna array weight sets to be used for each data stream in transmitter **20**. The desired antenna array weight sets are computed based upon the composite channel measurement.

The "selector function" of block **130** is a quantizing function that selects antenna array weight sets that most closely match the desire antenna array weight sets. By performing quantization, the amount of feedback data required to instruct transmitter **20** how to transmit over the MIMO channel may be reduced.

The selected antenna array weight sets output by computer and selector **130** are input into SNR computer and power allocator **132**, wherein a signal to noise ratio is computed for each data stream hypothetically transmitted using the selected antenna array weight sets. Based upon the SNR computations, the power allocation function of block **132** allocates power to each data stream, wherein the power is allocated to maximize the data throughput based upon a waterfilling algorithm. Once power has been allocated to each data stream, final SNR calculations may be performed using the selected power allocation.

Modulator and coder **134** receives information from SNR computer and power allocator **132** that it uses to select an encoding scheme and a modulation scheme to be used in transmitter **20**. Generally, higher order modulators are selected for data streams having high signal-to-noise ratios.

Feedback transmitter **136** receives information from the **V** matrix computer and selector **130**, SNR computer and power allocator **132**, and modulator and coder selector **134**. This data represents calculations and selections made in receiver **98** that will be used to control the transmission modes of transmitter **20**. In a preferred embodiment, feedback transmitter **136** analyzes the data and selects a codebook value associated transmitter parameters that most closely match the transmitter parameters represented by the input data. Therefore, feedback transmitter **136** may include codebook **138** for

producing a codebook value that is transmitted to transmitter **20** via antenna **140**. Although antenna **140** is shown separate from receive antenna array **100**, antenna **140** may be one of the antenna elements **102** in receive antenna array **100**. Data transmitted by feedback transmitter **136** is received in transmitter **20** by feedback receiver **70**.

With reference now to **FIG. 6**, there is depicted a high-level logic flowchart that illustrates a feedback method in a multiple-stream, multiple-antenna receiver in accordance with the method and system of the present invention. As illustrated, the process begins at block **300**, and thereafter passes to block **302** wherein the composite channel between the multiple-antenna transmitter and the multiple-antenna receiver is measured. This measurement results in the formation of the **H** matrix that is made up of complex channel values, representing gains and phases, as discussed above in reference to **FIG. 2**. The composite channel measurement is made by analyzing received antenna signals **r** (See **FIG. 1**) that include received pilot signals transmitted by each antenna at the transmitter.

Next, the process selects an antenna array weight set associated with each data stream in response to the composite channel measurement, as depicted at block **304**. Note that each simultaneously transmitted data stream has an associated set of weights that are used for each array antenna at the transmitter. Each antenna array weight set is used to produce an antenna pattern for the associated data stream.

In a preferred embodiment, selected antenna array weight sets are determined by calculating the right singular vectors of the SVD of composite channel matrix **H**. This process is more completely described with reference to **FIG. 8**. To reduce the amount of data needed to represent the antenna array weight sets, the desired weight

sets are compared to weight sets in a codebook, and one or more codebook weight sets having the closest distance are selected. The codebook indicator may represent a single antenna array weight set, or a combination of antenna array weight sets.

5           Note that if predefined combinations of antenna array weight sets are used, a first amount of information may be transmitted to describe a first antenna array weight set, and a second amount of information may be transmitted to describe a second antenna array weight set, wherein the second amount of information may be less  
10           than the first amount of information. Similarly, if a second antenna array weight set is restricted, or constrained, to have a predefined relationship to a first antenna array weight set, the amount of information needed to describe the second set is less than that needed to describe the first.

15           Once selected, the antenna array weight sets are transmitted to the transmitter, and the transmitter uses the weights to produce selected antenna patterns for each data stream, as illustrated at block  
            **306**. Because of the volume of data that may be needed to represent a complex weight for each antenna, for each data stream, it may be  
20           advantageous to use techniques that reduce the number of data bits transmitted from the receiver to the transmitter. As mentioned above, a codebook may be used to store several predefined antenna array weight sets. The number of antenna array weight sets available will determine the resolution of the quantizing process that takes an ideal  
25           set of weight sets and maps it to one of the available antenna array weight sets. Note that quantizing errors may become excessive if the number of available antenna array weight sets is too small.

As mentioned above, another way to reduce the amount of feedback data is to constrain the transmitter to transmitting antenna



patterns that have selected relationships with one another. For example, in a preferred embodiment, the antenna patterns at the transmitter may be constrained to be orthogonal to one another. Thus, by specifying a first antenna pattern, any remaining patterns at  
 5 the base may be calculated, at least partially, according to the constraint relationships. Therefore, in a transmitter that transmits two data streams, if a first antenna pattern is specified, the antenna pattern for the second data stream may be derived, or calculated, so that the second pattern is constrained to be orthogonal to (or have low  
 10 correlation with) the first.

### Details on V Quantization

The simplest method of quantizing a matrix is to quantize each element of the matrix individually. Unfortunately, this method is  
 15 inefficient and will require the greatest number of feedback bits for a desired performance. V may be quantized with two basic approaches: "block" and "incremental" quantization. In the first approach, all columns of V are quantized at once. In the second approach, columns of V are quantized incrementally.

### 20 Block V Quantization

Because the **V** matrix is orthonormal, it has some structure that can be exploited to reduce the amount of feedback. For the 2-antenna transmitter and 2-antenna receiver case, the **V** matrix can be written as

$$25 \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ e^{j\theta} \cdot \sin \alpha & -e^{j\theta} \cdot \cos \alpha \end{bmatrix},$$

where

$$\alpha = \cos^{-1}(\nu_{11}),$$

$$\theta = \angle \nu_{21}.$$

The entire  $\mathbf{V}$  matrix can be represented by two real parameters. Using this representation, there is a sign ambiguity in the second column vector that must be handled at the receiver. Fortunately, the transmission remains orthogonal and an MMSE receiver handles the sign ambiguity automatically. The parameters  $\alpha \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$  and  $\theta \in [0, 2\pi]$  are uniformly quantized to a desired level. Figure 5 shows that quantizing  $\mathbf{V}$  with 5 bits (3 for  $\theta$ , 2 for  $\alpha$ ) and using an MMSE receiver is within 0.4 dB of the unquantized case.

In general, a codebook of  $\mathbf{V}$  matrices can be created and indexed. A technique such as vector quantization can be used to generate the codebook and also to create an efficient mapping between  $\mathbf{V}$  and the codebook. Parametric quantization as used in the 2x2 case can also be extended to larger  $\mathbf{V}$  matrices.

### **Incremental $\mathbf{V}$ Quantization**

In this approach, the columns of  $\mathbf{V}$  are repeatedly drawn from a codebook of antenna array weights. (For example, one may use the TX AA codebooks from the 3GPP standard, release 99, or extensions of these codebooks.) The correlation properties of the columns of  $\mathbf{V}$  are mirrored by selecting successive antenna array weight sets from increasingly smaller subsets of the codebook. As will be shown below, this constrained search reduces the amount of feedback data.

The column of  $\mathbf{V}$  corresponding to the highest quality stream is selected first. This column is selected as the antenna array weight set that produces the maximum power at the receiver. The entire codebook is searched for this weight set.

5       Next, a second column of  $\mathbf{V}$  is selected. A subset of the antenna array codebook may be found by searching for a codebook entries that have a correlation below a desired correlation threshold. The correlation threshold may be set to zero to select an orthogonal subset. Then, the antenna array weight set that produces maximum  
10       power at the receiver is selected from the low correlation subset of the codebook.

      If there are three data streams, the third column of  $\mathbf{V}$  is selected from a subset of the subset of codebook entries that was searched for the second column of  $\mathbf{V}$ . The subset contains antenna  
15       array weight sets with low correlation against the subset searched for the second column. This process continues for all streams.

      Since successive columns of  $\mathbf{V}$  are searched from successively smaller subsets of the antenna array codebook, successive columns of  $\mathbf{V}$  can be represented with fewer feedback bits. In a 4-element  
20       antenna array codebook with 64 entries, the antenna array weight set for the first column of  $\mathbf{V}$  can be represented with  $\log_2(64) = 6$  bits. By selecting an appropriate correlation threshold, the second column of  $\mathbf{V}$ 's weight set can be represented with 4 bits, a third column with 2 bits, and the fourth column with 0 bits (only 1 antenna array weight  
25       set is possible, given the correlation threshold constraint and the choice of the other 3 antenna array weight sets.) Therefore, the entire  $\mathbf{V}$  matrix can be quantized with 12 bits.

The size of codebook subsets may not be integer powers of two (since their size is determined by the correlation threshold), which means that the successively computed weight sets are not efficiently quantized using an integer number of bits to separately represent each weight set. In this case, alternate embodiments may jointly code the weight sets using vector quantization, or use variable length code words to reduce the number of bits required to represent the entire **V** matrix. Note that these alternate embodiments still draw the antenna array weight sets from subsets of a single codebook of antenna array weight sets, with the difference being the source coding used to reduce the number of bits required to represent the **V** matrix.

In addition to feeding back selected antenna array weight sets, the receiver may also feedback data that allows the transmitter to select a forward error correction coding scheme, a modulation scheme, a power allocation for each data stream, and a selection of antennas in the transmit antenna array.

As shown in block **308**, the process may select a data rate for each data stream in response to the composite channel measurement, the selected antenna array weight set, and SNR for each data stream. In a preferred embodiment, the SNR for each data stream is used to lookup a combination of encoding and modulation techniques according to calculated performance curves, and assuming equal power is available for both data stream. This lookup will provide an aggregated data throughput. This throughput value is compared to a second lookup assuming that all the power is used in the data stream having the highest signal to noise ratio. The second lookup gives a second data throughput, and the encoding and modulation scheme at the particular power setting is selected based upon the maximum throughput.

In a preferred embodiment, the codebook shown in table 1 below may be used in a system that sends four bits of feedback from the receiver to the transmitter in order to specify modulation and error encoding schemes for each data stream, and power allocation for each data stream. Note that antenna array weight sets are not included in the codebook of table 1.

Configuration #	Modulator #1	Code #1	Modulator #2	Code #2	Power 1	Power 2
1	QPSK	R=1/2	---	R=1/2	1	0
2	QSPK	R=1/2	QPSK	R=1/2	0.5	0.5
3	16 QAM	R=1/2	---	R=1/2	1	0
4	16 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0.5	0.5
5	16 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0.5	0.5
6	64 QAM	R=1/2	---	R=1/2	1	0
7	64 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0.5	0.5
8	64 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0.5	0.5
9	64 QAM	R=1/2	64 QAM	R=1/2	0.5	0.5
10	256 QAM	R=1/2	---	R=1/2	1	0
11	256 QAM	R=1/2	QPSK	R=1/2	0.5	0.5
12	256 QAM	R=1/2	16 QAM	R=1/2	0.5	0.5
13	256 QAM	R=1/2	64 QAM	R=1/2	0.5	0.5
14	256 QAM	R=1/2	256 QAM	R=1/2	0.5	0.5

Table 1

After the data rate is selected, the process transmits the selected data rate to the transmitter so the transmitter can select data encoding and modulation schemes for each data stream, as illustrated at block 310. In a preferred embodiment of the invention, the receiver computes data rates, encoding schemes, modulation schemes, and power levels for each data stream, and transmits data that indicates these selections to the transmitter. In an alternative embodiment, the receiver may transmit measurements, or data based upon measurements, to the transmitter so that the transmitter may select a data rate, an encoding scheme, a modulation scheme, and a power allocation for each data stream.

Once the feedback data is transmitted from the receiver to the transmitter, the process ends, as depicted at block **312**. Although an end to the receiver feedback process is shown at block **312**, the process may iteratively continue in the receiver, beginning again at block **302** with new composite channel measurements.

With reference now to **FIG. 7**, there is depicted a high-level logic flow chart that illustrates a feedback method in a multiple-stream, multiple-antenna transmitter in accordance with the method and system of the present invention. As illustrated, the process begins at block **400**, and thereafter passes to block **402** wherein the process transmits a pilot signal on each antenna of the antenna array. Each pilot signal is distinguishable from the others. For example, different spreading codes may be used, or the same spreading code may be shifted in time relative to the other array antennas. These pilot signals provide a reference signal for the composite channel measurement.

Next, the process receives indications of a selected array weight set, with one set per data stream, as illustrated at block **404**. The indications of selected array weight sets may be data that describe a set of gains and phases for antenna signals for each antenna, with a set for each data stream in the transmitter. In a preferred embodiment, the selected array weight sets used for each data stream may be specified through the use of a codebook value received from the receiver, wherein the codebook value is used to lookup preselected sets of array weights.

Similarly, the process receives data that indicates data rates for each data stream, as depicted at block **406**. By indicating the data rate for each stream, the feedback data may also be indicating an encoding scheme, and a modulation scheme. The relationship

between data rates and encoding and modulation schemes exists because different encoding and modulation schemes have different capacities. Therefore, the selection of a data rate may force the selection of particular encoding and modulation schemes.

5           Next, the process receives an indication of power allocation for each data stream, as illustrated at block **408**. Note that a codebook value may be used as the "indicator" that indicates data rates and power allocation for each data stream. As discussed above, a single codebook value may be used to specify an encoding scheme, a  
10           modulation scheme, and a power allocation. In some embodiments, specifying a data rate alone may specify the encoder, modulator, and power allocation. For example, if the data rate selected was zero, no power is allocated and the encoding and modulation schemes are irrelevant.

15           After receiving the feedback data, the process selects power settings, and encoding and modulation schemes for each data stream, as depicted at block **410**. In this step, these parameters may be selected according to a codebook value received. In alternative  
20           embodiments, some of these parameters may be calculated or derived from the feedback data received. For example, if the antenna pattern of the first data stream is indicated, the process in the transmitter may derive or calculate an antenna pattern used for the second data stream. This may be done when, for example, the second stream is constrained to be orthogonal to the first stream.

25           Once transmit parameters are selected as shown in block **410**, the process separates input data into data streams according to selected data rates supported by encoding and modulation schemes selected for each data stream, as depicted at block **412**. This process is implemented in data splitting function **28** shown in **FIG. 3**. As an

example, if data stream 1 operates at twice the rate of data stream 2, then two symbols are sent to data stream 1 and a single symbol is sent to data stream 2. Similarly, if one data stream has zero power allocated, all the data symbols are sent to the remaining data streams  
5 having some power allocated.

Next, the process encodes each data stream, as illustrated at block **414**. The process of encoding may be implemented with a block coder, a convolutional coder, a turbo coder, and the like.

After encoding, each data stream is modulated, as depicted at  
10 block **416**. This modulation may be implemented using a BPSK modulator, a QPSK modulator, a M-PSK modulator, a M-QUAM modulator (where M is the number of constellation points), and the like.

Following the modulating step, the process modifies the gain  
15 and phase of each modulated data stream according to respective selected array weight sets to produce data stream antenna signals for each array antenna, as illustrated at block **418**. Examples of data stream antenna signals are the outputs of phase shifters **82** in **Fig. 4**. The number of data stream antenna signals produced in this step  
20 equals the number of data streams times the number of antenna elements in the antenna array.

After producing data stream antenna signals for each array antenna, the data stream antenna signals associated with the same array antenna are summed to produce antenna signals, as depicted at  
25 block **420**. Examples of antenna signals are the outputs of summers **84** in **Fig. 4**. These antenna signals are combinations of signals from each data stream that have been weighted in gain and phase according to the selected array weight sets. This complex combination



of signals is more concisely described according to the **V** matrix used in the transmitter, which is discussed above in relation to **FIG. 1**.

Finally, the antenna signals for each antenna are transmitted, as illustrated at block **420**. The transmission step includes further  
5 processing, upconversion, and amplification needed for radio frequency transmission.

The feedback method ends, as depicted at block **424**. Although the process is shown with an end, the process may iteratively repeat in the transmitter in order to update each antenna pattern for each  
10 data stream in response to varying channel conditions.

Turning now to **FIG. 8**, there is depicted a more detailed logical flow chart that illustrates the process for estimating a composite channel and selecting array weight sets, which is shown at a higher level in **FIG. 6**. As illustrated, the process begins at block **500**, and  
15 thereafter passes to block **502** wherein the process estimates channel matrix **H** using received pilot signals, wherein a pilot signal is transmitted from each transmitter antenna. Pilots may or may not be orthogonal, but they are selected so that they are distinguishable at the receiver.

20 Next, the process computes a singular value decomposition of matrix **H** to find matrix **V**, wherein  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^T$ , as depicted at block **504**. Transmitting with this **V** matrix allows operation of the MIMO channel at near Shannon capacity for MIMO.

Thereafter, the process selects an index for a quantized **V**  
25 matrix, as illustrated at block **506**. The quantizing may be preformed by a codebook lookup, or other methods, discussed above. Note that

the quantized **V** matrix represents selected antenna array weight sets. Antenna array weight sets may be quantized as a group, or separately.

After quantizing, the process estimates a signal-to-noise ratio (SNR) of each data stream based on the transmitter using the  
5 quantized **V** matrix, and assuming equal power streams, as depicted at block **508**.

Next, the process uses the estimated SNR to determine power allocation of each data stream using a waterfilling algorithm, as illustrated at block **510**. An alternative to waterfilling is a brute-force  
10 search of all quantized possibilities. In a preferred embodiment, this parameter can be quantized to a low number of bits. For example, a reasonable choice for power allocation may be one-bit indicator for both streams "on", or only one stream "on" and the other "off".

Based on the power allocation for each stream, and the  
15 estimated SNR for each stream, the process next selects the coding method and modulation method, as depicted at block **512**. This may be implemented with a lookup that maps every SNR range to a modulator-encoder combination. In general, the coding and modulating is adapted for each data stream according to the channel  
20 quality. For example, if high channel quality is indicated by a high SNR, the modulator may be set to 16-QAM; otherwise, QPSK modulation may be selected.

Finally, the process transmits, to the transmitter, indicators for a quantized **V** matrix, a power allocation for each stream, and coding  
25 and modulation methods, as illustrated at block **514**. In a preferred embodiment, the process uses a codebook to indicate quantized antenna array weight sets, and other modulation parameters.

As depicted, the process ends at block **516**.

Referring again to **FIG. 3**, the number of antennas used by transmitter **20** is equal to the number of outputs from antenna array signal processor **58**. As shown in **FIG. 3**, antenna array signal processor **58** has two outputs, output signals **62** and **64**.

As mentioned earlier, output signals **62** and **64** may be transmitted from two antennas, or multiplexer **66** may be used to select two antennas to form an antenna array from a larger number of "available antennas", such as the four antenna elements **26** shown in antenna array **24**. Thus, in some embodiments of the present invention, there exists a set of available antenna elements, from which a subset of the "available antenna elements," from which a subset of the available antenna elements may be selected to form "an antenna array", wherein the antenna array comprises antenna elements actually used to transmit the multiple data streams.

While the embodiment in **FIG. 3** shows multiplexer **66** for selecting antennas, alternative embodiments may use the **V** matrix to select antennas mathematically by multiplying signals by zero, or non-zero values according to the matrix elements.

In order to select the antenna elements from the set of available antenna elements, receiver **98** measures a composite channel that includes all channels between all pair-wise selections of all available antenna elements and all antenna elements at the receiver. Thus, in **FIGS. 3** and **5**, between transmitter **20** with 4 available antennas and receiver **98** with 2 receive antennas, the composite channel measurement forms a composite channel matrix **H** that is four rows by two columns.

At the transmitter, there are 6 ways to choose 2 antennas from a set of 4 available antennas. The antenna array is formed with the pair that yields the highest capacity composite channel. The selection process may be described by the following expression:

$$\max_i \det \left( \mathbf{I} + \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{H}_i' \mathbf{H}_i \right) \quad (10)$$

where (without using waterfilling) half power is allocated to each data stream,  $\sigma^2$  is the noise variance,  $\mathbf{I}$  is the 2x2 identity matrix, and

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{13} \\ h_{21} & h_{23} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{14} \\ h_{21} & h_{24} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} h_{12} & h_{13} \\ h_{22} & h_{23} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_5 = \begin{bmatrix} h_{12} & h_{14} \\ h_{22} & h_{24} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_6 = \begin{bmatrix} h_{13} & h_{14} \\ h_{23} & h_{24} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

To select one of the six pairs, three feedback bits are required.  
 10 In order to reduce the feedback data even more, two bits can be used to select one of four pairs.

The receiver next considers all two-by-two combinations of transmit and receive antennas, wherein there are six possible combinations of two transmit antennas and two receive antennas. For  
 15 each of the six combinations, an aggregate data rate is computed, wherein the aggregate data rate is the total data rate provided by adding the data rate of data stream 1 and the data rate of data stream 2. By ranking the aggregate data rates, the antenna combination that supports the highest data rate may be selected.

20 In an alternative embodiment of transmitter 20, antenna array signal processor 58 may use a  $\mathbf{V}$  matrix that produces four outputs to drive four antennas in an antenna array. However, the amount of feedback data necessary to support selection of antenna array weight

sets for a four-output  $\mathbf{V}$  matrix begins to consume an unacceptable percentage of capacity of the link used for feedback data. Therefore, a two-output  $\mathbf{V}$  matrix is used to drive two antennas that are selected from an available set of four antennas. The two antennas that are  
5 selected support the highest aggregate data rate between transmitter 20 and receiver 98. In the transmitter that selects antenna elements from a larger set of available antenna elements a trade-off has been made between reducing uplink feedback data and reducing downlink performance.

10 It should be appreciated from the discussion above that the present invention makes it possible to increase a data rate between a transmitter and receiver using a multiple-input multiple-output radio frequency channel. The feedback method disclosed is a practical solution to controlling a MIMO transceiver.

15 Advantages of using the MIMO radio frequency channel include the ability to double an effective data throughput without using additional communication resources, such as spreading codes, power, and bandwidth, and without employing higher order modulators. In other words, using the same communication resources, with the same  
20 modulator, the throughput can be doubled by effectively controlling the MIMO radio frequency channel. This effective control of the channel involves transmitting multiple data streams in a way that they can be separated from one another at the receiver. This MIMO channel control exploits specific knowledge of the channel gained by  
25 measuring a composite channel between the transmitter and receiver. Furthermore, proper control of the MIMO channel enables the use of linear receivers, rather than the more complex or expensive non-linear receiver. By transmitting the signal vector  $\mathbf{x}$  along the channel eigenmodes (i.e., transmitting  $\mathbf{z}=\mathbf{V}\mathbf{x}$  rather than  $\mathbf{x}$ ), we can completely  
30 separate the two streams without using non-linear detectors. Thus,

with the proper control of the MIMO channel, the non-linear receiver has no substantial advantage over the linear receiver.

**Fig. 9** shows simulation results comparing quantized MIMO feedback with un-quantized, ideal MIMO feedback. There is little degradation due to quantizing.

**Fig. 10** shows simulation results for a MIMO transceiver system described above. The codebook used for this simulation is found in Table 1. The  $\mathbf{V}$  matrix is selected with 5 feedback bits, and the encoding, modulation, and power allocation are selected with 4 feedback bits. The simulation results show that a MIMO system with 9 bits of feedback performs about 4 dB from the theoretical MIMO Shannon bound. Note that if some combinations of modulator, coder, and power allocation occur infrequently, they can be removed with a small loss in performance, which further reduces the feedback bits needed.

The foregoing description of a preferred embodiment of the invention has been presented for the purpose of illustration and description. It is not intended to be exhaustive or to limit the invention to the precise form disclosed. Obvious modifications or variations are possible in light of the above teachings. The embodiment was chosen and described to provide the best illustration of the principles of the invention and its practical application, and to enable one of ordinary skill in the art to utilize the invention in various embodiments and with various modifications as are suited to the particular use contemplated. All such modifications and variations are within the scope of the invention as determined by the appended claims when interpreted in accordance with the breadth to which they are fairly, legally, and equitably entitled.

### Claims

What is claimed is:

1. A feedback method in a multiple-stream, multiple-antenna receiver, the method comprising the steps of:
  - 5     measuring a composite channel between a multiple-antenna transmitter and a multiple-antenna receiver to produce a composite channel measurement;
  - selecting a plurality of antenna array weight sets for use in the multiple-antenna transmitter in response to the composite  
10     channel measurement, wherein each antenna array weight set is associated with one of multiple data streams; and
  - transmitting information describing the plurality of antenna array weight sets for use in the multiple-antenna transmitter.
2. The feedback method of claim 1, wherein the step of selecting  
15     a plurality of antenna array weight sets further includes selecting a plurality of antenna array weight sets having a cross correlation less than the inverse of a number of antenna elements in the antenna array of the multiple-antenna transmitter.
3. The feedback method of claim 1 further including the  
20     steps of:
  - selecting a data rate for each data stream in response to the composite channel measurement; and
  - transmitting information describing the data rate selection for use in the multiple-antenna transmitter.

4. The feedback method of claim 1 further including the steps of transmitting information used to describe a quality of each data stream for use in the multi-antenna transmitter.

5. The feedback method of claim 1 wherein the step of selecting the plurality of antenna array weight sets further includes the steps of:

selecting a first antenna array weight set from a codebook having a plurality of preselected antenna array weight sets; and

selecting a second antenna array weight set from a subset of the codebook.

6. The feedback method of claim 1 further including the steps of:

measuring a composite channel between a multiple-antenna transmitter and a multiple-antenna receiver to produce a composite channel measurement, wherein pilot signals are received from M number of available antennas at the multiple-antenna transmitter;

selecting N antennas to be used at the transmitter, from M number of available antennas, in response to the composite channel measurement, wherein the N selected antennas will be used to form the antenna array at the multiple-antenna transmitter.

7. A feedback method in a multiple-stream, multiple-antenna transmitter, the method comprising the steps of:

splitting user data to produce multiple data streams;

transmitting a pilot signal from each antenna of an antenna array;



receiving indications of a selected antenna array weight set for each of the multiple data streams, wherein each antenna array weight set includes weights associated with each antenna of the antenna array;

- 5 using the selected antenna array weight sets, weighting each data stream to produce antenna signals for each antenna in the antenna array; and

transmitting the antenna signals, wherein the multiple data streams are transmitted.

- 10 **8.** The feedback method of claim 7 further including the steps of:

encoding and modulating each of multiple data stream to produce modulated data streams; and

- 15 using the selected antenna array weight sets, weighting each modulated data stream to produce antenna signals for each antenna in the antenna array.

- 9.** The feedback method of claim 7 further including the steps of:

receiving indications of a selected data rate for each data stream;

- 20 splitting data in proportion to the selected data rates for each data stream; and

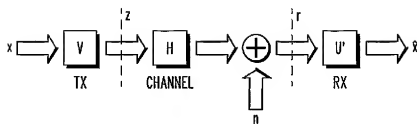
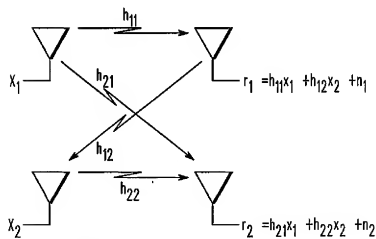
transmitting multiple data streams using the selected data rates for each data stream.

- 25 **10.** The feedback method of claim 9 further including the steps of:

selecting encoding and modulation schemes for each data stream  
in response to the selected data rate; and

transmitting multiple data streams using the selected encoding  
and modulation schemes for each data stream.

1/8

**FIG. 1****FIG. 2**

2/8

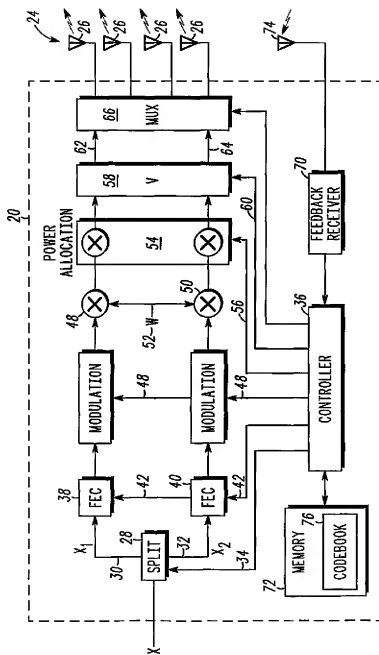
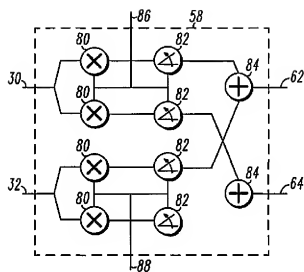


FIG. 3

3/8

**FIG. 4**

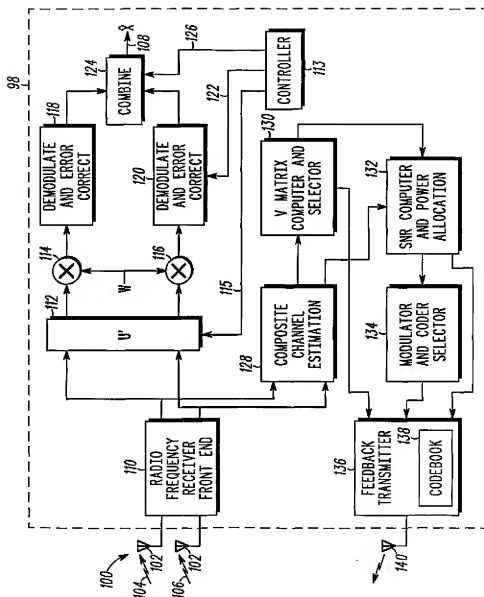


FIG. 5

5/8

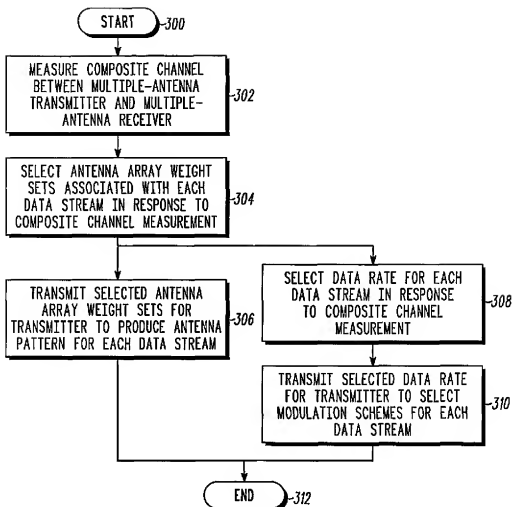


FIG. 6

6/8

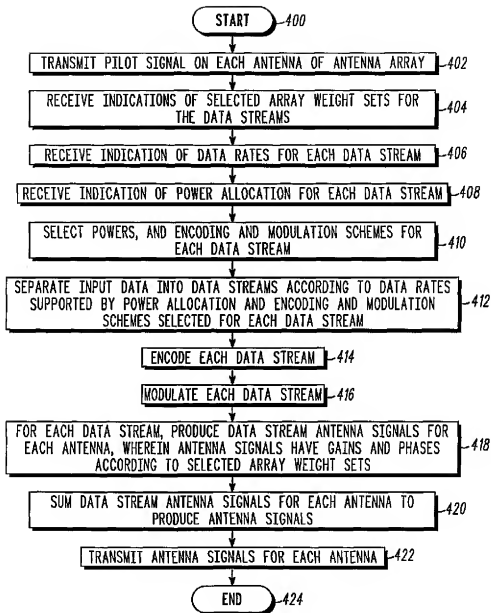


FIG. 7



7/8

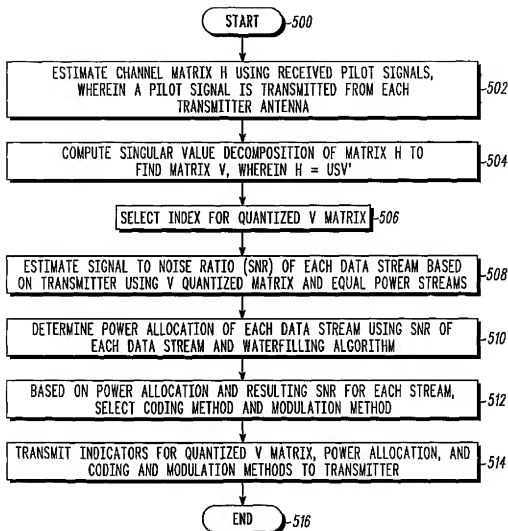


FIG. 8

8/8

THROUGHPUT 2X2 16QAM, 1-PATH RAYLEIGH, MMSE  
CODE: K=3, RATE 1/2 CONVOLUTIONAL

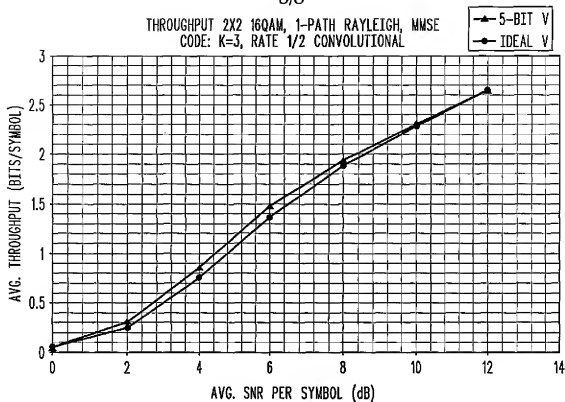
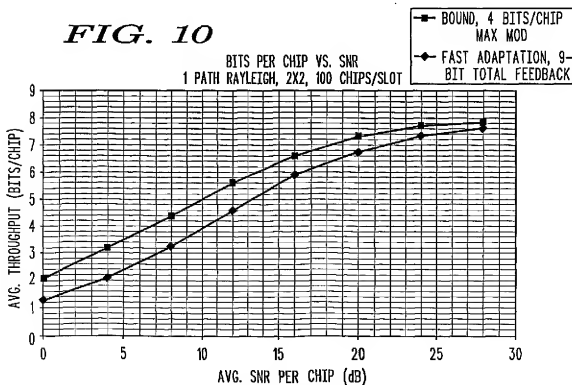


FIG. 9

FIG. 10

BITS PER CHIP VS. SNR  
1 PATH RAYLEIGH, 2X2, 100 CHIPS/SLOT



(19) World Intellectual Property Organization  
International Bureau(43) International Publication Date  
12 December 2002 (12.12.2002)

PCT

(10) International Publication Number  
WO 02/099992 A1

(51) International Patent Classification: H04B 1/707

(21) International Application Number: PCT/US02/18133

(22) International Filing Date: 6 June 2002 (06.06.2002)

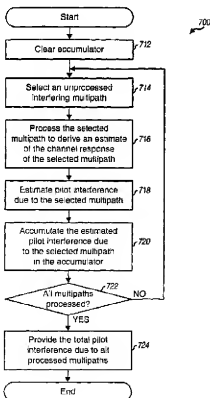
(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:  
(0/296,259 6 June 2001 (06.06.2001) US  
09/974,935 10 October 2001 (10.10.2001) US(71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US];  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714 (US).(72) Inventors: LEVIN, Jeffrey, A.; 13063 Harwick Lane, San  
Diego, CA 92130 (US). WILBORN, Thomas, B.; 10765  
Tiscobar Drive, San Diego, CA 92124 (US). BUTLER,Brian, K.; 2171 Via Nina, La Jolla, CA 92037 (US). BEN-  
DER, Paul, E.; 2879 Angell Avenue, San Diego, CA 92122  
(US).(74) Agents: OGROD, Gregory, D. et al.; Qualcomm Incorporated,  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121-1714  
(US).(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU,  
AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,  
CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH,  
GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC,  
LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW,  
MX, MZ, NO, NZ, OM, PI, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG,  
SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN,  
YU, ZA, ZM, ZW.(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GI, GM,  
KE, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),

[Continued on next page]

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Techniques for canceling pilot interference in a wireless (e.g., CDMA) communication system. In one method, a received signal comprised of a number of signal instances, each including a pilot, is initially processed to provide data samples. Each signal instance's pilot interference may be estimated by despreading the data samples with a spreading sequence for the signal instance, channelizing the despread data to provide pilot symbols, filtering the pilot symbols to estimate the channel response of the signal instance, and multiplying the estimated channel response with the spreading sequence to provide the estimated pilot interference. The pilot interference estimates due to all interfering multipaths are combined to derive the total pilot interference, which is subtracted from the data samples to provide pilot-canceled data samples. These samples are then processed to derive demodulated data for each of at least one (desired) signal instance in the received signal.

WO 02/099992 A1





























































































































(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2003年6月5日 (05.06.2003)

PCT

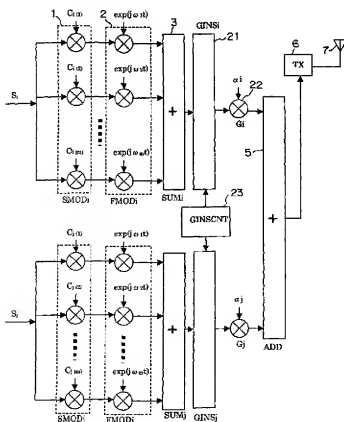
(10) 国際公開番号  
WO 03/047140 A1

- (51) 国際特許分類: H04J 11/00 (72) 発明者: および  
(75) 発明者/出願人/米国についてののみ: 中村隆治 (NAKA-MURA, Takaharu) [JP/JP]: 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP01/10357
- (22) 国際出願日: 2001年11月28日 (28.11.2001)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人/米国を除く全ての指定国について: 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]: 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 大曾義之 (OSUGA, Yoshiyuki): 〒102-0084 東京都千代田区二番町8番地20 二番町ビル3階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CI, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO,

[続表有]

(54) Title: ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEX TRANSMISSION METHOD

(54) 発明の名称: 直交周波数分割多重伝送方法



(57) Abstract: A spreading modulator (1) spreads the spectrum of a signal series. A subcarrier modulator (2) modulates the frequencies of a plurality of subcarriers having frequencies different from one another by using the output of the spreading modulator (1). An adder (3) combines the subcarriers modulated. A guard section control unit (23) determines the length of a guard section in accordance with the maximum transmission delay difference of a line between a transmission device and a reception device. A guard section inserter (21) is controlled by the guard section control unit (23) to insert the guard section into the signal series for every symbol period. A gain adjuster (22) multiplies the transmission signal by a gain coefficient corresponding to the guard section inserted.

[続表有]

WO 03/047140 A1



NZ, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM,  
TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

添付公開書類:

— 国際調査報告書

- (84) 指定国/広域: ARIPO 特許 (GH, GM, KR, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ユーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約:

拡散変調器(1)は、信号系列を拡散する。副搬送波変調器(2)は、拡散変調器(1)の出力を用いて互いに周波数の異なる複数の副搬送波を周波数変調する。加算器(3)は、変調された各副搬送波を合成する。ガード区間制御部(23)は、送信装置と受信装置との間の回線の最大伝送遅延差に応じてガード区間の長さを決定する。ガード区間挿入器(21)は、シンボル周期ごとに、ガード区間制御部(23)の制御に従って信号系列にガード区間を挿入する。利得調整器(22)は、挿入されたガード区間に対応する利得係数を送信信号に乗算する。

## 明細書

## 直交周波数分割多重伝送方法

## 5 技術分野

本発明は、直交周波数分割多重・符号拡散（OFDM-CDM）伝送方式、並びにそのための送信装置（変調装置）及び受信装置（復調装置）に係わり、特に、セルラ電話システムまたは移動体通信システムにおける基地局と移動局との間の通信を実現する装置および方法に係わる。

10

## 背景技術

- 従来より、地上系デジタルテレビ等において、直交周波数分割多重（以下、OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplex）伝送方式が適用されている。OFDM伝送方式では、データは、互いに周波数の異なる複数の副搬送波を利用して伝送される。具体的には、この方式では、互いに直交する多数の副搬送波を送信データで変調し、それらの副搬送波が周波数多重されて伝送される。そして、OFDM伝送方式によれば、高速データの伝送を行う場合においても、各副搬送波ごとの伝送レートを低くできるので、すなわち各副搬送波ごとのシンボル周期を長くできるので、マルチパス干渉の影響が軽減される。
- 15 20 25
- なお、OFDM伝送方式については、例えば、“Overview of Multicarrier CDMA”（Hara et al., IEEE Communication Magazine, Dec. 1997, pp126-133）、あるいは、“WIDEBAND WIRELESS DIGITAL COMMUNICATIONS”, A.F.Molisch Prentice Hall PTR, 2001, ISBN-0-13-022333-6)に記載されている。

図1は、OFDM伝送システムにおいて使用される既存の送信装置の構成図である。ここでは、この送信装置は、信号系列 $S_i$ および信号系列 $S_j$ を多重化

## 2

して出力するものとする。なお、信号系列  $S_i$  および信号系列  $S_j$  のシンボル周期は「 $T$ 」であるものとする。また、信号系列  $S_i$  および信号系列  $S_j$  は、例えば、互いに異なる移動機へ送信すべき信号であってもよい。あるいは、信号系列  $S_i$  内に複数の移動機へ送信すべきデータが時間多重されていてもよい。

- 5 信号系列  $S_i$  の各シンボル情報は、それぞれ拡散変調器 1 が備える  $m$  個の入力端子に並列に入力される。すなわち、拡散変調器 1 の各入力端子には、シンボル周期  $T$  と共に、同一のシンボル情報が並列に入力される。そして、拡散変調器 1 は、入力されたシンボル情報を信号系列  $S_i$  に対して予め割り当てられている拡散符号  $C_i$  を用いて変調し、その結果として得られる  $m$  ビットの拡散信号を
- 10 出力する。なお、拡散符号  $C_i$  は、「 $C_i(1)$ 」～「 $C_i(m)$ 」から構成されており、直交符号列の中の 1 つの要素であるものとする。

副搬送波変調器 2 は、互いに異なる角周波数  $\omega_1 \sim \omega_m$  を持った  $m$  個の副搬送波を生成する。ここで、 $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots, \omega_m$  の角周波数間隔  $\Delta\omega$  は、シンボル周期  $T$  の逆数により定義される一定の値であり、下記の式により表される。

- 15  $\Delta\omega = 2\pi \Delta f = 2\pi / T$

- また、副搬送波変調器 2 は、拡散変調器 1 から出力される拡散信号を用いて  $m$  個の副搬送波を変調する。具体的には、例えば、角周波数  $\omega_1$  を持った副搬送波は、「 $C_i(1)$ 」が乗算されたシンボル情報により変調され、角周波数  $\omega_m$  を持った副搬送波は、「 $C_i(m)$ 」が乗算されたシンボル情報により変調される。そして、各副搬送波は、加算器 3 により合成される。
- 20

- ガード区間挿入器 4 は、図 2 に示すように、シンボル毎に、加算器 3 から出力される合成信号に対して、予め固定的に決められているガード区間 (Guard Interval) を挿入する。ここで、このガード区間は、無線伝送路のマルチパスによる影響を排除するために挿入される。なお、図 2 では、副搬送波ごとにガード区間が挿入された状態が描かれているが、実際には、これらの副搬送波は合
- 25

## 3

成されている。

加算器 5 は、上述のようにして得られる信号系列  $S_i$  に対応する合成信号、および同様の処理により得られる信号系列  $S_j$  に対応する合成信号を加算する。ここで、信号系列  $S_i$  に対応する合成信号および信号系列  $S_j$  に対応する合成信号  
5 には、それぞれガード区間が挿入されている。そして、加算器 5 の出力は、送信機 6 により所定の高周波信号に変換された後、アンテナ 7 を介して送信される。

図 3 は、OFDM 伝送システムにおいて使用される既存の受信装置の構成図である。ここでは、この受信装置は、図 1 に示す送信装置により送信された無線信号から信号系列  $S_i$  を受信するものとする。なお、図 3 では、信号を受信するために必要な周波数同期機能、およびタイミング同期機能などは省略されて  
10 いる。

アンテナ 11 により受信された信号は、受信機 12 によりベースバンド信号  $S_{rx}$  に変換された後、副搬送波復調器 13 により  $m$  個の受信信号列に変換される。続いて、ガード区間削除器 14 は、各受信信号列からそれぞれガード区間  
15 を削除する。また、拡散復調器 15 は、各受信信号系列を逆拡散するために、送信装置において使用された拡散符号と同じ拡散符号  $C_i$  を各受信信号列にそれぞれ乗算する。そして、拡散復調器 15 から出力される各信号を加算器 16 を用いて加算することにより、信号系列  $S_i$  が再生される。

20 上記構成の送信装置および受信装置の間では、信号系列  $S_i$  は、図 2 に示すように、複数の副搬送波  $f_1 \sim f_m$  を利用して伝送される。ここで、信号系列  $S_i$  は、「+1」または「-1」の値を有するシンボル情報から構成されている。即ち、信号系列  $S_i$  は、シンボル周期  $T$  で「+1」または「-1」に変化する。また、各副搬送波  $f_1 \sim f_m$  を利用して伝送される信号は、それぞれ拡散符号  $C_i$   
25 ( $C_i(1), C_i(2), \dots, C_i(m)$ ) により拡散変調されている。なお、図 2 において、

「\*」が付されているビットは、信号系列  $S_i$  が「-1」であることから拡散変調出力が反転（共役）出力になっていることを示している。

伝送される信号には、上述したように、シンボル毎にガード区間が挿入されている。図2に示す例では、シンボル周期  $T$  に対してガード区間  $T_g$  が挿入され  
5 ている。したがって、受信装置では、各副搬送波ごとにそれぞれガード区間  $T_g$  を除去することにより得られる区間（区間  $T_s$ ）について逆拡散／復調処理が行われる。これにより、受信装置においてマルチパス干渉（遅延波により生ずる干渉）が除去される。

ところで、ガード区間  $T_g$  は、マルチパス干渉を除去するために挿入されるの  
10 で、その長さは、伝送路の最大伝送遅延差よりも長く設定される必要がある。ここで、「最大伝送遅延差」とは、送信装置から受信装置へ複数のパスを介して信号が伝送されるときに最小伝搬時間と最大伝搬時間との差を意味する。例えば、図4において、パス1を介して伝送された信号が最も早く受信装置に到着し、パス3を介して伝送された信号が最も遅く受信装置に到着したとすると、  
15 最大伝送遅延差は、パス3による伝搬時間とパス1による伝搬時間との差により表される。

ところが、セルラ通信システムでは、通常、1つの基地局からサービスエリア内の複数の移動機に対して無線信号が送信される。そして、基地局から移動機へ伝送される信号の最大伝送遅延差は、一般に、それらの間の距離が離れる  
20 ほど大きくなる傾向にある。ここで、サービスエリア内のすべての移動機においてマルチパス干渉を除去しようとする、と、基地局から最も遠く離れた位置にいる移動機においてマルチパス干渉を除去できるようにしなければならない。したがって、サービスエリア内のすべての移動機においてマルチパス干渉を除去しようとする、と、ガード区間  $T_g$  は、基地局から最も遠く離れた位置にいる移  
25 動機に信号が伝送されたときの最大伝送遅延差よりも大きくする必要がある。



例えば、図5に示す例では、ガード区間T<sub>g</sub>は、基地局から移動機MS 3に信号が伝送されたときの最大伝送遅延差よりも大きくする必要がある。

- しかし、このようにしてガード区間の差を決定すると、基地局の近くに位置している移動機（図5では、移動機MS 1）に信号を送信する場合には、ガード区間が必要以上に長くなりすぎる。ここで、ガード区間の信号の電力は、受信装置において信号系列を再生する際に使用されない。このため、上述のようにしてガード区間が決定されると、移動機に信号を送信する際に、無駄な電力が必要になってしまう。この結果、通信システム全体の総伝送容量の低減をまねくことになる。

10

#### 発明の開示

本発明は、直交周波数分割多重・符号拡散（OFDM-CDM）伝送方式を利用した通信システムにおいて、信号の伝送効率を向上させることを目的とする。

- 15 本発明の通信システムは、直交周波数分割多重を利用して送信装置から受信装置へ信号を伝送する通信システムであって、上記送信装置は、信号系列を用いて複数の副搬送波を変調する変調手段と、上記変調手段の出力にガード区間を挿入する挿入手段と、上記ガード区間が挿入された変調信号を送信する送信手段を有し、上記受信手段は、上記送信装置から送信された変調信号について
- 20 副搬送波ごとにガード区間の削除処理と復調処理を行い信号系列を再生する復調手段を有し、上記ガード区間の長さは、上記送信装置と上記受信装置との間の通信環境に基づいて決定される。

- 上記通信システムにおいては、送信装置と受信装置との間の通信環境に基づいてガード区間の長さが決定される。すなわち、ガード区間の長さを、送信装置と受信装置との間の通信環境に応じて必要最小限に短くできる。したがって、
- 25

通信効率が向上する。

上記構成において、上記送信装置が、上記ガード区間の長さに応じて上記変調信号を送信する際の送信電力を制御する電力制御手段をさらに有するようにしてもよい。この構成によれば、信号系列を送信する際の送信電力を必要最小

- 5 限に抑えることができるので、信号間の干渉が低減する。

上記構成において、上記受信装置が、上記送信装置から当該受信装置へ信号が伝送されたときの通信品質をモニタするモニタ手段をさらに有し、上記ガード区間の長さが、予め決められた所定の通信品質が満たされるように決定されるようにしてもよい。この構成によれば、所望の通信品質を満たす範囲内で、

- 10 必要最小限のガード区間を設定できる。

本発明の他の態様の通信システムは、直交周波数分割多重を利用して送信装置から第1の受信装置を含む複数の受信装置へ信号を伝送する通信システムであって、上記送信装置は、第1の受信装置へ伝送する第1の信号系列および第1の受信装置とは異なる他の受信装置へ伝送する第2の信号系列が多重された

15 信号系列を用いて複数の副搬送波を変調する変調手段と、上記第1の信号系列の変調出力に第1のガード区間を挿入するとともに上記第2の信号系列の変調出力に第2のガード区間を挿入する挿入手段と、上記第1のガード区間と第2のガード区間がそれぞれ挿入された変調信号を送信する送信手段を有し、上記第1の受信装置は、上記第1のガード区間の削除処理と復調処理を行い第1の

20 信号系列を再生する復調手段を有し、上記第1のガード区間の長さは、上記送信装置と上記第1の受信装置との間の通信環境に基づいて決定されると共に、上記第2のガード区間の長さは、上記送信装置と上記他の受信装置との間の通信環境に基づいて決定される。この構成によれば、複数の信号系列を時間多重して送信する際に、各信号系列に対して個々に適切なガード区間を設定できる。